

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2004 年 9 月 10 日 (10.09.2004)

PCT

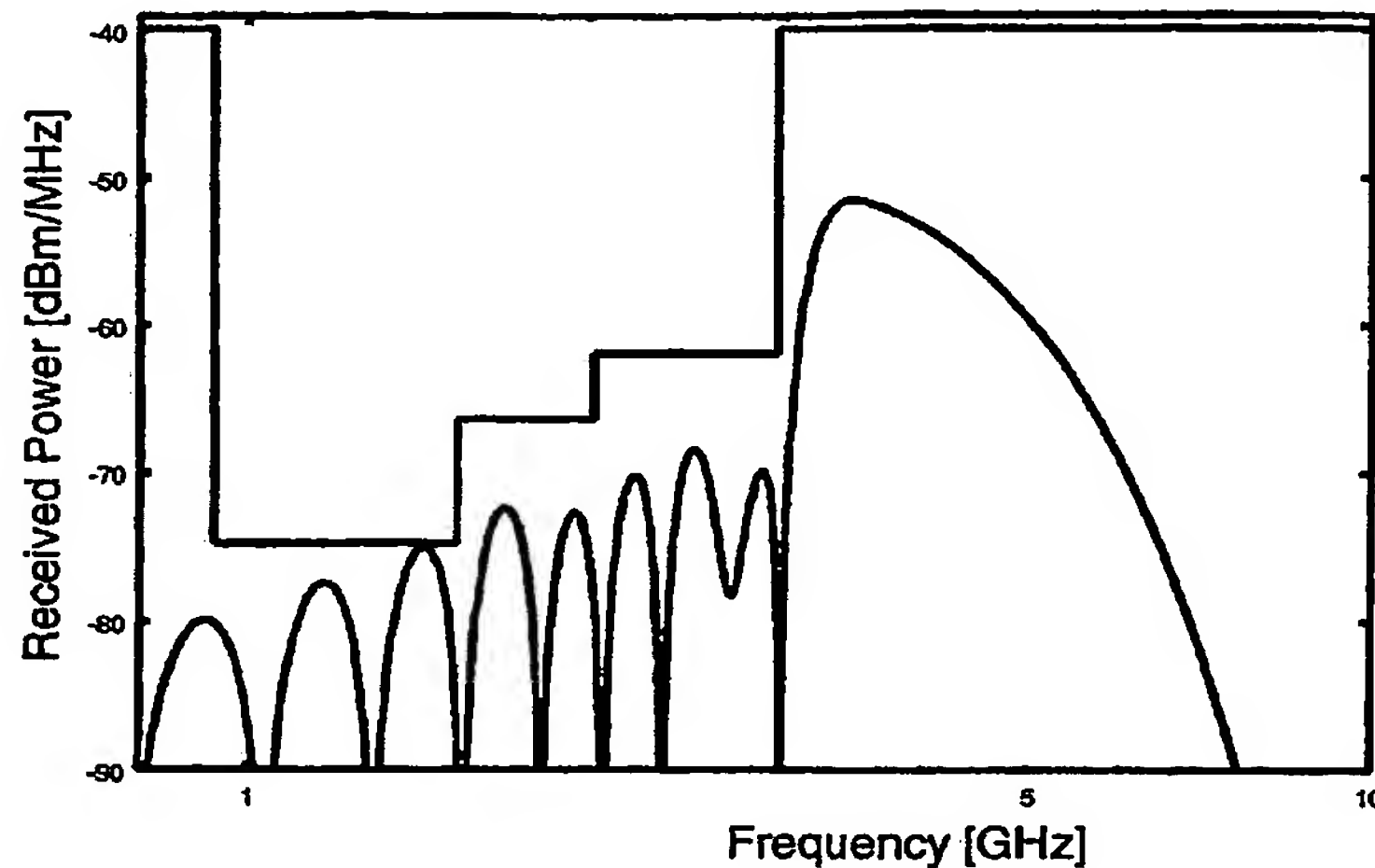
(10) 国際公開番号  
WO 2004/077775 A1

- (51) 国際特許分類: H04L 25/49, 25/03, H04J 13/00 (74) 代理人: 塩野入 章夫 (SHIONOIRI, Akio); 〒251-0024 神奈川県 藤沢市 鵠沼橋1丁目1番4号 セントラルビル6階 Kanagawa (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/016079
- (22) 国際出願日: 2003 年 12 月 16 日 (16.12.2003) (81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ: 特願2003-47990 2003 年 2 月 25 日 (25.02.2003) JP (84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): よこはまティーエルオー株式会社 (YOKOHAMA TLO COMPANY, LTD.) [JP/JP]; 〒240-8501 神奈川県 横浜市保土ヶ谷区 常盤台79番5号 Kanagawa (JP).
- (71) 出願人 および
- (72) 発明者: 河野 隆二 (KOHNO, Ryuji) [JP/JP]; 〒221-0863 神奈川県 横浜市神奈川区 羽沢町1202-9 Kanagawa (JP).

[続葉有]

(54) Title: PULSE WAVEFORM PRODUCING METHOD

(54) 発明の名称: パルス波形の生成方法



A spectrum mask and the power spectrum of  $w_e(t)$  in which  
 $\tau_m = 0.2877$ ,  $\alpha = 10.0$ ,  $\omega_1 = 6.03 (= 0.96 \text{GHz})$ ,  $d = \pi (= 0.5 \text{GHz})$  and  $k = 5$

(57) Abstract: In UWB communication where pulses having short time widths are transmitted, the shape of a pulse signal used for data transmission is adjusted to form a transmitted signal having a desired frequency characteristic, thereby reducing radio wave interference with other radio systems in the UWB communication. The present invention has, as a manner for adjusting a pulse signal, a manner for adjusting the shape of a single pulse itself to produce a pulse signal having a desired frequency characteristic, a manner for combining a plurality of pulses to produce a pulse signal having a desired frequency characteristic, and a manner for obtaining a combination of pulse signals from the frequency characteristic of a transmitted signal of interest.

[続葉有]

WO 2004/077775 A1

BEST AVAILABLE COPY



添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

---

(57) 要約: 時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、データ伝送に用いるパルス信号の形状を調整することにより、所望の周波数特性を持つ送信信号を形成し、これにより、UWB通信において他の無線システムへの電波干渉を低減する。パルス信号を調整する態様として、単一のパルス自体の形状を調整して所望の周波数特性を備えるパルス信号を生成する態様、複数のパルスを組み合わせることにより所望の周波数特性を備えるパルス信号を生成する態様、目的とする送信信号の周波数特性からパルス信号の組み合わせを求める態様を備える。

1 明 細 書

2

パルス波形の生成方法

5 技術分野

本発明は、パルス波形の生成方法に関し、特に、UWBの通信に好適なパルス波形の生成方法に関する。

背景技術

10 UWB (Ultra Wide Band) ワイヤレス通信は、搬送波形を用いず、1ナノ秒(10<sup>-9</sup>)以下の非常に時間幅の短いパルスを用いて通信を行う方式であり、帯域幅は数GHzにわたる広帯域なものとなる。UWB方式では、コサイン波のような搬送波による変調をせず1ns以下のパルスを複数送信する。そのため、占有帯域幅は非常に広くなり、スペクトル電力密度は非常に小さくなるため、通常のスペクトル拡散通信方式と同様に密着性・秘匿性に優れ、他の狭帯域通信に与える影響は小さいなどの特徴がある。

20 UWB信号は、BPSKなどの被変調信号はもとより、通常のスペクトル拡散信号(2.4GHz帯ワイヤレスLANで数十MHzの帯域幅)に比べても超広帯域(数GHzの帯域幅)であることからUWBと呼ばれ、電力スペクトル密度もスペクトル拡散信号(2.4GHz帯ワイヤレスLANで10ミリワット:10mW/MHz以下)に対して、UWB信号(1MHz当たり10ナノワット:10nW/MHz以下)は遙かに低く、他のシステムが共存しても干渉を与えにくいばかりでなく、他のシステムからの干渉にも耐えられ、スペクトル拡散信号の特長を強調した利点がある。

UWBによる送信は、フレームクロックによって発生したパルス波形を、拡散符号によって時間ホッピング化し、この拡散符号に応じて入力パルスを時間軸上でホッピングさせ、複数ユーザによるマルチアクセスを区別している。更に、入力データ信号に応じて時間ホッピングされたパルス列を時間 $\delta$ ずらしたり、ずらせなかったりすることにより、0と1に対するパルス列を生成する。

また、UWBによる受信は、RF部で受信した信号波形と、送信側と同様の処理で形成したパルス列を使って相関を取り、この相関値のピークを得ることで、データと雑音とを区別し出力を得る。

10 UWBによるパルス伝送については、例えば、文献1、文献2がある。

また、チャープ波形を用いたUWB測距に関連する文献として、例えば、文献3~11がある。

20 また、修正エルミート波形を用いた多値化UWB-CDMA伝送に関連する文献として、例えば、文献3、12~18がある。

また、送信電力制限に関連する文献として、例えば、文献3、6、19~22がある。

また、UWBと既存信号との干渉低減に関連する文献として、例えば、文献3、13、17、23~32がある。

25 文献1:日経エレクトロニクス 137頁~144頁 2002.

8. 26

文献2:日経エレクトロニクス 95頁~121頁 2003.

2. 17

文献3:河野隆二:“Impulse RadioによるUltra

25 a Wide Band (UWB) 無線通信の基礎と発展” 電子情報通

信学会信学技法2001/7 DSP2001-80, SST20

01-40 pp77-84

文献4: 松村健, 江島一樹, 河野隆二: “超広帯域無線 Impulse Radioを用いたTTS車車間測距システムに関する」検討” ITS2002-6

文献5: 佐藤正知, 江島一樹, Giuseppe ABREU, 河野隆二: “超広帯域無線通信に適した異なる周波数特性の素子アンテナによるアレーアンテナに関する研究” 電子情報通信学会無線通信システム研究会2002-5

文献6: 丸林元, 中川正雄, 河野隆二: “スペクトル拡散通信とその応用” 社団法人電子情報通信学会編

文献7: Moe Z. Win, Robert A. Scholtz: “Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications” IEEE TRANSACTION ON COMMUNICATIONS, VOL.48, NO. 4, APRIL 2000, PP679-691

文献8: 富澤良行, 荒井郁男: “遅延相関器を用いたチャープ信号パルス圧縮地中レーダ” 電子情報通信学会論文誌 P113-120 2000-1

文献9: James D. Taylor “ULTRA-WIDEBAND RADAR TECHNOLOGY”

CRC PRESS

文献10: 吉田孝: “改訂レーダ技術” 社団法人電子情報通信学会 編

文献11: 関根松夫: “レーダ信号処理技術” 社団法人電子情報通信学会 編

文献12: Time Domain Corporation: “Time Modulated Ultra-Wideband for Wireless Applications” <http://www.time-domain.com>

文献13: M. Ghavami, L. B. Michael and R. Kohno: “Hermite

Function based Orthogonal Pulses for UWB Communications” Proc. Wireless Personal Multimedia. Conference 2001, Aalborg, Denmark, Sept. 2001, pp. 437-440

文献14: L. B. Michael, M. Ghavami and R. Kohno: “Effect of Timing. Jitter on Hermite Function Based Orthogonal Pulses for Ultra-Wideband Communication” Proc. Wireless Personal Multimedia Conference 2001, Aalborg, Denmark, Sept. 2001, pp. 441-444

文献15: L. B. Michael, M. Ghavami and R. Kohno: “Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses” Proc. 2002 IEEE Conference on Ultra, Wideband Systems and Technologies, Maryland, USA, May 21-23, 2002

文献16: 江島一樹, 梅林健太, 水谷克也, 河野隆二: “Impulse Radioの多値化とマルチユーザ用干渉除去方式の一検討” 電子情報通信学会通信技法2001/4 SS2001-16, CS2001-16 p 41-48

文献17: 佐藤正知: “超広帯域無線通信に適した異なる周波数特性の素子アンテナによるアレーアンテナに関する研究” 平成13年度卒業論文

文献18: 太刀川信一, 丸林元: “MarySSMAの周波数利用効率” 電子情報通信学会論文誌1990/10 Vol. J73-A No. 10 pp1678-1687

文献19: Erick Homler, “Ultra-Wideband Impulse Radio Interference with the Global Positioning System”, 3/22/00

文献20: Ming Luo, Dennis Akos, Michael Koenig, Guttorm Opshang, Sam Pullen and Per Enge, “Testing and Research on



Interference to GPS from UWB Transmitters", Stanford University

文献 2 1 : The FCC's Part15 Rules and Regulation and 802.11b emissions <http://obelix.umb.es/web/jgoms/wireless/fcc>

文献 2 2 : L. コーエン、(吉川ほか訳)"時間一周波数解析"、朝

5 倉書店、1998

文献 2 3 : Robert A. Scholtz, Moe Z. Win:"IMPULSE RADIO"

Wireless Communications TDMA versus CDMA

文献 2 4 : Ryuji KOHNO:"Principle and Emotion of Ultra Wideband (UWB) Wireless Communications Based on Impulse Radio" TECHNICAL

10 REPORT OF IBICE DSP 2001-80 SST 2001-40(2001-7)

文献 2 5 : Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Oomori, Fujinobu Takahashi, Ryuji Kohno, "M-ary UWB System Using Walsh

Codes, " IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and

Technologies 2002 (UWBST2002), Wyndham Baltimore Inner Harbor

15 (USA), (2002-5)

文献 2 6 : Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Oomori,

Fujinobu Tahihashi, Ryuji Kohno, "Performance Analysis of

Interference between UWB and SS Signal," 2002 IEEE Seventh

International Symposium on Spread Spectrum Techniques and

20 Applications (ISSSTA2002), Prague, (Czech Republic), (2002-9)

文献 2 7 : Kazuki Eshima, Katsuya Mizutani, Ryuji Kohno,

Yoshihiro Hase, Shingo Oomori, Fujinobu Takahashi, "A Study on

M-ary UWB Impulse Radio and An Effect of It's Time Jitters,"

IBICE General Conferences SB-3-3, pp.569-570 (2001-9)

25 文献 2 8 : Kazuki Eshima, Katsuya Mizutani, Ryuji Kohno,

Yoshihiro Hase, Shingo Oomori, Fujinobu Takahashi. "Comparison

Ultra-Wideband (UWB) Impulse Radio with DS-CDMA and FH-CDMA "The

24th Symposium on Information Theory and Its Applications

(SITA2001). pp.803-806 (2001-12)

文献 2 9 : Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Oomori,

6 Fujinobu Takahashi, Ryuji Kohno. "A Study of Performance Analysis

of Interference between UWB

and SS signals "Technical Report of IBICE RCS 2001-246 pp.15-20(2002-03)

文献 3 0 : Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Oomori,

10 Fujinobu Takahashi, Ryuji Kohno. "Effect of Interference between

UWB System and Other Radio Systems" IBICE General Conference,

A-5-18, pp.200 (2002-3)

文献 3 1 : Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Oomori

Fujinobu Takahashi, Ryuji Kohno. "A Study of Performance Analysis

15 of Interference between Dual cycle UWB and SS signals" IBICE General Conference, A-5-10, pp106 (2002-9)

文献 3 2 : Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Oomori,

Fujinobu Takahashi, Ryuji Kohno, "A Study on Performance Analysis

of Interference between Dualcycle UWB and SS Signals " The 25th

20 Symposium on Information Theory and Its Applications

(SITA2002), pp295-298(2002-12)

上記文献 2 には、UWB の持つ技術課題として、他の無線システ

ムへの電波干渉の低減、各国の電波規制への適合、壁や物体などか

らの反射波による伝送誤りの抑制(マルチパス対策)複数台の機器

25 間での通信の途切れない実現(マルチアクセス)、UWB の無線回路

部の実装コスト低減などが挙げられている。

この内で、電波干渉の問題は、UWBを家電に適用する場合等に重要視されている。この電波干渉に対して、例えば、米FCC（連邦通信委員会）は、UWBの送信出力を規定している。

そこで、本発明は前記した従来の問題を解決し、UWB通信において他の無線システムへの電波干渉を低減することを目的とし、

5 所望の周波数特性を持つ送信信号を形成することを目的とする。

発明の開示

本発明は、時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、データ伝送に用いるパルス信号の形状を調整することにより、所望の周波数特性を持つ送信信号を形成し、これにより、UWB通信において他の無線システムへの電波干渉を低減する。

本発明は、パルス信号を調整する態様として、単一のパルス自体の形状を調整して所望の周波数特性を備えるパルス信号を生成する第1の態様、複数のパルスを組み合わせることにより所望の周波数特性を備えるパルス信号を生成する第2の態様、目的とする送信信号の周波数特性からパルス信号の組み合わせを求める第3の態様を備える。

第1の態様、及び第2の態様は合成によりパルスを生成する方法に対応するものであり、第3の態様は、パルスを展開することにより生成する方法に対応する。

第1の態様は、時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、単一パルスの時間軸上のパラメータを調整することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。単一パルスは、時間軸上において所定の関数で表すことができ、この関数中に含まれるパラメータを変更することにより所望の周波数特性

を満たす時間パルス形状を生成する。

第1の態様の第1の形態は、単一パルスを、 $w(t) = \cos \omega_0 t \cdot \exp(-2\pi \cdot t^2 / (\alpha \tau_m)^2)$  で表される波形で形成し、パルス間隔を定めるパラメータ $\alpha \tau_m$ 、及び/又はパルスベクトルのピーク周波数を $\omega_0$ を調整することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

また、第1の態様の第2の形態は、単一パルスをチャープ波形で形成し、このチャープ波形の出力の大きさを時間的に設定することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

本発明の第2の態様は、複数の単一パルスを時間軸上に並べることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

本発明の第2の態様において、第1の形態として、同一の2つの単一パルスを時間軸上に並べてデュアルサイクルの信号を形成する方法があり、また、第2の形態として、パルス幅を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる方法があり、第3の形態として、パルス幅及び波形を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる方法がある。デュアルサイクルの2つの単一パルス間の間隔や、複数の単一パルスの各パルス幅や、複数の単一パルスの各パルス幅及び各波形を調整することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

また、これらの各形態によれば、任意の周波数にノッチ部を形成することができる。

また、第4の形態では、修正エルミート多項式を用いて複数の次数の異なるパルスを生成する。

本発明の第3の態様は、時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、所望の周波数特性を周波数領域で展開し、展開した周波数領域の成分を形成する時間パルスの中から選択した複数の時間パルスを組み合わせることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

本発明の第3の態様の他の形態として、時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、所望の周波数特性又は近似する周波数特性を逆フーリエ変換し、当該逆フーリエ変換で得られた時間波形の中から選択した複数の時間波形を組み合わせることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

#### 図面の簡単な説明

第1図は送信波形のガウス波形例であり、第2図は送信波形のガウス波形例の周波数分布であり、第3図は空間伝搬中の波形の例であり、第4図は空間伝搬中の波形の周波数分布であり、第5図は受信機中の波形の例であり、第6図は受信機中の波形の周波数分布であり、第7図はUWB無線通信方式における送信側のシステム構成を示す図であり、第8図はUWB無線通信方式における受信側のシステム構成を示す図であり、第9図はテンプレート信号として用いられる波形であり、第10図はパワースペクトルの周波数特性図であり、第11図は測距の原理図を示す図であり、第12図は距離分解が不可能になる状況を示す図であり、第13図はUWB-IR方式のシステム図であり、第14図はタイムホッピング変調を説明するための図であり、第15図はUWB-IR送信機を説明するための図であり、第16図はUWB-IRの希望波とレプリカ力の相互相関出力の関係を説明するための図であり、第17図はUWB

による車車間測距のモデル図であり、第18図はチャープ波形の周波数遷移図であり、第19図はパルス圧縮後の波形であり、第20図はモノサイクル波とその自己相関を説明するための図であり、第21図はチャープ波とその自己相関を説明するための図であり、第22図は時間長の異なるチャープ波形の図であり、第23図は2つのチャープ波形の時間長を変化させたときの相互相関出力のピーク値の変化を示す図であり、第24図は占有帯域の異なるチャープ波形の図であり、第25図は2つのチャープ波形の占有帯域を変化させたときの相互相関出力のピーク値の変化を示す図であり、第26図はUWB-チャープ測距のブロック図であり、第27図は帯域分割後の各チャープ波形の図であり、第28図は本発明のUWB-チャープ方式の希望波とレプリカ力の相互相関出力の関係を説明するための図であり、第29図は従来のUWB-チャープと本発明のUWB-チャープのユーザ毎の送信波形を説明するための図であり、第30図は1ユーザ時の測距誤り率の図であり、第31図は他車間9の時の測距誤り率の図であり、第32図はユーザ数を変化させたときの測距誤り率の図であり、第33図は干渉波電力が変化するときの測距誤り率の図であり、第34図は時間幅を変えた場合のスペクトル図であり、第35図は出力を時間的に打ち切る方法を説明するための図であり、第36図は包絡線関数を変化させた波形を示す図であり、第37図はチャープ波形を途中で打ち切った場合のスペクトル図であり、第38図はチャープ波形のスペクトル出力を示す図であり、第39図はPN系列をかけたチャープ波形を示す図であり、第40図はPN系列をかけた後のスペクトル出力を示す図であり、第41図はデュアルサイクルの波形を示す図であり、第42図はデュアルサイクルの波形を示す図であり、第43図はデュアル

5 サイクルのパワースペクトル出力を示す図であり、第44図はデュアルサイクルのパワースペクトル出力を示す図であり、第45図はモノサイクルの波形と異なる時間のモノサイクルから形成される波形を示す図であり、第46図はモノサイクル波形の周波数特性を示す図であり、第47図はモノサイクル波形のパワースペクトルを示す図であり、第48図はパルス形成のための波形を示す図であり、第49図は形成されたパルス波形を示す図であり、第50図は $w_{\omega 1}$ 、 $w_{\omega 2}$ の周波数特性を示す図であり、第51図は $w_x$ の周波数特性を示す図であり、第52図は $w_x$ のパワースペクトルを示す図であり、第53図はスペクトルマスクと $w_x$ のパワースペクトルを示す図であり、第54図は $w_x$ の波形を示す図であり、第55図はスペクトルマスクと $w_x$ のパワースペクトルを示す図であり、第56図は $w_x$ の波形を示す図であり、第57図はUWBシステムと共存するSSシステムのBERの理論解析とシミュレーション結果を示す図であり、第58図はUWBシステムと共存するSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第59図はデュアルサイクルのUWBシステムが共存する場合のSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第60図はSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第61図はSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第62図は理論解析とシミュレーション結果との比較図であり、第63図はUWBシステムと共存するSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第64図はデュアルサイクルのUWBシステムが共存する場合のSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第65図はSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第66図はSSシステムのBERの理論解析を示す図であり、第67図はM-aryUWB方式の送信側のシステム構成を説明するための図で

あり、第68図はM-aryUWB方式の受信側のシステム構成を説明するための図であり、第69図は修正エルミート波形(0~3次)の図であり、第70図は修正エルミート波形(4~7次)の図であり、第71図は修正エルミート波形(0~3次)の周波数特性の図であり、第72図は修正エルミート波形(4~7次)の周波数特性の図であり、第73図は受信中のMHP波形(0~3次)の図であり、第74図は受信中のMHP波形(4~7次)の図であり、第75図は受信中のMHP波形(0~3次)の周波数特性の図であり、第76図は受信中のMHP波形(4~7次)の周波数特性の図であり、第77図はMHP波形を用いた多値化伝送方式の送信側のシステム構成を説明するための図であり、第78図はMHP波形を用いた多値化伝送方式の受信側のシステム構成を説明するための図であり、第79図はMHP波形を用いた他局間干渉低減方式での干渉低減システムを説明するための図であり、第80図は本発明の比較シミュレーション結果の図であり、第81図は従来のM-aryUWB方式との比較シミュレーション結果の図であり、第82図は受信MHP波形の自己相関関数の図であり、第83図は本発明の方式での同期ずれの影響によるBERの変化を説明するための図であり、第84図はM-ary/UWB方式での同期ずれの影響によるBERの変化を説明するための図であり、第85図はUWBにおける送信波形の図であり、第86図はUWBの送信機の構成を説明するための図であり、第87図はUWBの受信波形の図であり、第88図はUWBの受信波形の周波数特性図であり、第89図はUWBの受信機の構成を説明するための図であり、第90図は相関波形の図であり、第91図はFCCによるUWBの出力制限を説明するための周波数特性図であり、第92図はFCCのスペクトルマスクを説明するため



の図であり、第93図は第92図の送信波形による受信波形の図であり、第94図はN個の周波数区間のパルスを加算することで所望のスペクトルマスクを満たすパルス波形を形成する概念図であり、第95図は本発明の態様によるパルス発生装置の概略構成を説明するための図であり、第96図は本発明の態様によるパルス波形（幅3 ns）の図であり、第97図は本発明の態様によるパルス波形（幅3 ns）の周波数特性図であり、第98図は本発明の態様によるパルス波形（幅10 ns）の図であり、第99図は発明の態様によるパルス波形（幅10 ns）の周波数特性図であり、第100図はBPFの一構成例であり、第101図はBPF通過後のモノサイクル波形の周波数特性の図であり、第102図は $\delta$ を変化させたときの受信信号と相関波形の相互相関特性の図であり、第103図はマルチチャクセス時のパルス幅によるBERの比較図であり、第104図はモノサイクル波形と相関波形の相互相関特性の図であり、第105図は本発明のパルスと相関波形の相互相関特性の図であり、第106図はマルチチャクセス時の本発明と従来との比較図であり、第107図は時間幅のパラメータ $t_m$ によるモノサイクル波形の周波数特性の比較図であり、第108図はUWB電力制限に電力を揃えた本発明と従来との比較図であり、第109図は本発明の送受信機の構成例の概略図であり、第110図は本発明の送受信機他の構成例の概略図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態について、図を参照しながら詳細に説明する。

はじめに、UWB無線通信方式（Impulse Radio）

よるUWB無線通信）について説明する。UWB-IIR方式での送受信波形や受信機のシステムについて説明する。ここでは、UWBでのデータ変調方式の代表としてPulse Position Modulation (PPM) 方式の場合を説明する。

UWB-IIR方式の原理について説明する。送受信信号波形UWB-IIRの送信機では、理想的なインパルス信号を作り出すことは出来ない為、ある程度の時間幅を持ったガウス波形（式1）を形成する。

$$f(t) = -\frac{\tau_m^2}{4\pi} e^{-2\pi(\frac{t}{\tau_m})^2} \quad (1)$$

次にフーリエ変換で、ガウス波形の周波数分布を求めると、式（2）となる。

$$|F(\omega)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \right| = \frac{\tau_m^3}{8\pi} e^{-\frac{1}{8\pi}(\frac{\omega}{\tau_m})^2} \quad (2)$$

例としてパルス幅時間 $\tau_m = 0.4$  [ns]でのガウス波形とその周波数分布を図1、2に示す。

図2より、ガウス波形は低い周波数帯に電力が偏っている事が分かる。また、式（2）からパルス幅時間 $\tau_m$ が小さいほど周波数が高い周波数域まで信号電力も小さく拡散できることがわかる。

UWB-IIR方式では、搬送波を乗せずに作り出したガウス波形を直接アンテナから出力させる。ここで信号をアンテナから入出力する際に、一階時間微分の関係がある事を考慮しなければならない。

送信機中の信号を $w_{tx}(t)$ 、空間伝搬中の信号を $w_{space}(t)$ 、受信器中の信号を $w_{rx}(t)$ とすると以下の式（3）



$$w_{rx}(t) = \frac{d}{dt} w_{space}(t) = \frac{d^2}{dt^2} w_{tr}(t) \tag{3}$$

という関係になる。また、図3は空間伝搬中の波形を示し、図4は空間伝搬中の波形の周波数分布を示している。

通常のAM、FMなどの狭帯域通信やSSなどのように正弦波の搬送波を用いて通信する方式は正弦波の微分が行なわれるだけで結果的には位相が変化するだけだが、UWB通信に用いられるガウス波形を微分すると波形が変化するとともにその周波数分布も変化する。この現象は搬送波を用いないUWB通信ならではの特徴である。よって空間伝搬中の波形は、ガウス波形の一階微分であらわされる。

$$w_{space}(t) = te^{-2\pi(\frac{t}{\tau_m})^2} \tag{4}$$

受信機中の波形は、ガウス波形の二階微分であらわされる。通常この波形をUWB通信ではモノサイクル波形と呼び式(5)で表され、図5は受信機中の波形を示し、図6は受信機中の波形の周波数分布を示している。

$$w_{rec}(t) = (1 - 4\pi(\frac{t}{\tau_m})^2)e^{-2\pi(\frac{t}{\tau_m})^2} \tag{5}$$

次に、送受信機のシステムについて説明する。ここでは、UWB-IR方式の代表的な変調方式であるPPM(Pulse Position Modulation)方式での送受信システムについて説明する。

図7はUWB無線通信方式における送信側のシステム構成を示す図である。

k番目に数えることができるユーザの送信信号strは次式(6)によって表される。

$$s_{tr}^{(k)}(t(k)) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_{tr}(t^{(k)}) - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d_{[j/N_s]}^{(k)} \tag{6}$$

ただし、t(k)は送信器のクロックタイム、Tfはパルス反復時間、Tcはタイム・ホッピング(TH)のチップ長、c\_j^(k)はk番目ユーザのj番目のTH系列、d\_j^(k)はk番目ユーザのjホップ目の情報系列、wtr(t)は送信されたガウス波形である。

k番目の送信器において、j番目のパルスはjTf + c\_j^(k)Tc + δd\_u/N\_s^(k)の時間に送信され始める。

ここで各シフト時間の構成を次に挙げる。

(1) 一定時間間隔のパルス列：Σωtr(t(k) - jTf)で表されるパルス列はTf秒の間隔をもつガウス波形の列によって構成される。このようにパルスの幅よりも十分広い間隔をパルス間に用意している為、マルチパスの分解能は高くなる。

(2) 疑似ランダムTH：多元接続において(1)のように全てのパルスで衝突することがないように、ユーザごとに異なるTH系列{c\_j^(k)}が与えられる。このホッピング系列{c\_j^(k)}は系列長さNpの疑似ランダム系列で、各要素は0 ≤ c\_j^(k) < Nhを満たすものとし、NhTc ≤ TfとなるようにNhを定める。このTH系列は(1)の場合の各パルスを(1)に加えてc(k)jTc秒付加的に時間シフトさせる。

(3) 情報系列：データシンボルがj = 0から始まると仮定すると、データシンボルの順番はホッピング回数jを用いて[j/Ns]

17

と表される（ここで「x」はxの整数部分を表す）。PPM方式ではデータシンボルが0の時は（2）の場合に時間シフトが付加されず、データシンボルが1の時は $\delta d_{(j/N_s)}^{(x)}$ の時間シフトが付加される。

6 次に受信側のシステムについて説明する。

マルチパスのないAWGN（白色ガウス雑音）環境で多元接続を行っているとして、Nuのユーザが存在する場合の受信信号 $r(t)$ は次式で表される。

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k s_{rec}^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (7)$$

10 ここでA<sub>k</sub>はk番目のユーザの送信機からの信号 $S_{rec}^{(k)}(t - \tau_k)$ が受信機においてどれほど減衰しているかの値を示す。また、 $\tau_k$ は受信機のクロックとk番目ユーザの送信機クロックの非同期の値を示し、 $n(t)$ は他局間干渉以外の白色ガウス雑音の成分を表す。

15 理想的なチャネルとアンテナシステムでは送信波形 $w_{tr}$ は、受信器のアンテナの出力では $w_{rc}$ に変化する。理想化されたモデルでは、受信波形 $w_{rc}$ は図5の様に表される。解析を容易にするために、受信波形 $w_{rc}$ は既知のものとし、マッチドフィルタを用いて受信する場合を示す。

20 UWBの受信器において同期が完全であると仮定する。また、ここでは説明を進めるうえで $k=1$ 番目のユーザによって送信されたデータ復調について示す。図8はUWB無線通信方式における受信側のシステム構成示すブロック図である。

UWBの受信器は、 $T_s = N_s T_f$ の間で受信信号 $r(t)$ を観測し、

18

$d_{(j/N_s)}^{(1)} = 0$  or 1を決定する必要がある。つまり、送信情報がdのときの受信信号

$$r(t) = A_1 \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{rec}(t - \tau_1 - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \delta d) + n_{int}(t) \quad (8)$$

において $d=0$  or 1を判定する必要がある。他局間干渉成分や受信雑音成分はまとめて

$$n_{int}(t) = \underbrace{\sum_{k=2}^{N_u} A_k s_{rec}^{(k)}(t - \tau_k)}_{\text{他局間干渉}} + \underbrace{n(t)}_{\text{受信雑音}} \quad (9)$$

と表される。

次式（10）、（11）に示すのは $d_{(j/N_s)}^{(1)} = 0$ 、及び $d_{(j/N_s)}^{(1)} = 1$ のそれぞれの場合における相関器出力値である。

$$d_{(j/N_s)}^{(1)} = 0 \Leftrightarrow \underbrace{\sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_1 + jT_f}^{\tau_1 + (j+1)T_f} r(t) v(t - \tau_1 - jT_f - c_j^{(1)}T_c) dt}_{\text{パルス相関器の出力} \triangleq \alpha_j} > 0 \quad (10)$$

相関器出力の合計  $\triangleq \alpha$

$$d_{(j/N_s)}^{(1)} = 1 \Leftrightarrow \underbrace{\sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_1 + jT_f}^{\tau_1 + (j+1)T_f} r(t) v(t - \tau_1 - jT_f - c_j^{(1)}T_c) dt}_{\text{パルス相関器の出力} \triangleq \alpha_j} < 0 \quad (11)$$

相関器出力の合計  $\triangleq \alpha$

$w_{rc}(t)$ は $[0, T_m]$ の期間で0ではないので、 $v(t)$ は $[0, T_m + \delta]$ において0ではない。式（10）、（11）の $\alpha$ は受信信号 $r(t)$ に合わせて時間ホッピングした相関波形 $v(t)$

19  
を用いてとった各パルスの相関値の合計値である。図5のモノサイ  
クル波形を用いて得られる相関器において、テンプレート信号とし  
て用いられる波形  $v(t)$  を図9に示す。

5 多元接続数が増え、マルチユーザ受信が不可能となってくると他  
局間干渉による影響はガウス分布に近付いてくる。このような状況  
では、 $n_{tot}(t)$  は白色ガウス雑音とみなされ、式(10)、(11)  
は最適となる。

$\alpha$  は、

$$\alpha = m + n_d \tag{12}$$

10 と置き直すことができ、希望信号の相関器出力  $m(d_{(1/N_s)})^{(1)}=1$  の  
時) と干渉、受信雑音成分の相関器出力  $n_d$  はそれぞれ、式(13)、  
(14) となる。

$$m = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_1+jT_f}^{\tau_1+(j+1)T_f} [A_1 \sum_{i=0}^{N_s-1} w_{rec}(t-\tau_1-jT_f-c_i^{(1)}T_c-\delta)] \times v(t-\tau_1-jT_f-c_j^{(1)}T_c) dt \tag{13}$$

$$n_d = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_1+jT_f}^{\tau_1+(j+1)T_f} n_{tot}(t)v(t-\tau_1-jT_f-c_j^{(1)}T_c) dt \tag{14}$$

15  $m$  は付録Aによって式(15)で表される。

$$m = N_s A_1 m_p \tag{15}$$

また、 $m_p$  も付録Aによって表される。

20  
式(14)は付録Bでさらに簡単に

$$n_d = \sum_{k=2}^{N_u} A_k n^{(k)} + n_{rec} \tag{16}$$

と表され、 $n(k)$  は  $k$  番目のユーザからの他局間干渉を表し、 $n_{rec}$   
はモノサイクル以外の原因による雑音を表す。より数学的な表現を  
5 付録Bの式に示す。

以上をまとめると、UWB-IIR通信におけるPPM方式での受  
信機では、図9の波形を持つ相関器に同期を合わせた受信信号が入  
力され、送信データによって正の出力または負の出力が出るので、  
0を閾値としてデータを判定するのである。

10 UWB受信機におけるSNRとビット誤り率について説明する。  
UWB-IIR方式における受信機中の相関フィルタ出力の信号成分  
対雑音成分電力比SNRは式(17)

$$SNR_{out}(N_u) \triangleq \frac{m^2}{E\{|n_d|^2\}} \tag{17}$$

と表される。この式の分子は式(15)で表される。付録Cに示す  
15 通り、 $n(k)$ の平均は0である。式(16)で示す  $n_d$  は独立な  
平均0の乱数となるため、 $n_d$ の分散値  $E\{|n_d|^2\}$  は式(1  
8)

$$E\{|n_d|^2\} = \sigma_{rec}^2 + N_s \sigma_a^2 \sum_{k=2}^{N_u} A_k^2 \tag{18}$$

と表される。 $\sigma_{rec}^2$  は受信雑音の成分で、 $\sigma_a^2$  は付録Cで定義されて  
20 いる。

前記したように、多元接続数が増え、マルチユーザ受信が不可能になってくると他局間干渉はガウス分布に近付いてくる。式(1.7)はこの近似を用いた理論式なので、マルチユーザ受信が可能な程度の多元接続数でのSNRは、式(1.7)のようにはならない。

希望局信号だけが存在する場合、つまり $N_u = 1$ で多元接続しない場合のSNRは式(1.9)と表される。

$$SNR_{out}(1) = \frac{(N_s A_1 m_p)^2}{\sigma_{rec}^2} \quad (19)$$

また、 $N_u$ ユーザで多元接続する場合の $SNR_{out}(N_u)$ は式(2.0)と表される。

$$SNR_{out}(N_u) = \frac{(N_s A_1 m_p)^2}{\sigma_{rec}^2 + N_s \sigma_a^2 \sum_{k=2}^{N_u} A_k^2} \quad (20)$$

また、UWB-IR通信でのPPM方式におけるビット誤り率は式(2.0)を用いて式(2.1)で表される。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{SNR_{out}(N_u)}{2}} \right) \quad (21)$$

次に、本発明の第1の態様について説明する。第1の態様は、時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、単一パルスの時間軸上のパラメータを調整することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成するものである。単一パルスは、時間軸上において所定の関数で表すことができ、この関数中に含まれるパラ

メータを変更することにより所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

モノサイクル波形は式(5)で表され、周波数領域の $w_{\infty}(\omega)$ は式(2.2)で表される。図10はパワースペクトルの周波数特性を示している。

$$W(\omega) = A \frac{\sqrt{2} \tau_m^3}{8\pi} \omega^2 \exp \left( -\frac{\tau_m^2}{8\pi} \omega^2 \right) \quad (22)$$

ここで、式(2.2)中のパラメータ $\tau_m$ を調整することにより、周波数特性を調整することができ、単一パルスの時間軸上のパラメータを調整することにより所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成することができる。

次に、本発明の第1の態様の一例としてチャープ波形を用いた例について説明する。この例では、単一パルスをチャープ波形で形成し、このチャープ波形の出力の大きさを時間的に設定することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

以下、チャープ波形を用いた例について、チャープ波形を用いたUWB測距方法を例として説明する。

近年、情報通信技術を用いて人、道路、車両をネットワーク化することにより

安全かつ効率的な交通環境を実現する高度交通システム(Intelligent Transport System: ITS)が注目されている。ITSの目的の一つとして交通事故の防止が挙げられる。交通事故防止のための要素技術には車両間、路車間の測距、道路状況把握、運転制御などがある。ここでは、特に車両間の測距に注目して行う。現在、車載用レーダとして4方式が規格化されて

いる。代表的なものにはスペクトル拡散 (Spread Spectrum: SS)、FM-CW (Frequency Modulated Continuous Wave) がある。一方、非常に広帯域な信号を用いた通信・測距技術である、UWB-IR (Ultra Wide Band-Impulse Radio) 方式が注目を浴びている。車載レーダに求められる条件として、測定可能距離、距離分解能、対干渉性等が挙げられ、UWB-IR 方式はこれらの条件を満たすことができる。

UWB-IR 方式の問題点としては、測定可能距離を上げるために送信電力を上げると瞬時ピーク電力の増加が無視できなくなる。瞬時ピーク電力を大きくすることなく送信電力を大きくするためには時間的に長い信号の利用が考えられる。そこで、ここ文では、UWB-IR 方式で用いられるモノサイクル波形よりも十倍以上長い時間長を持ちつつ、モノサイクル波形と自己相関のピークの鋭さが同等という特性を持つチャープ波形を UWB 測距方式に用いる。チャープ波形を UWB 信号として用いると、波形の時間長がモノサイクル波形に比べ長く、ユーザ識別に Time Hopping を用いるメリットが活かせない。このためユーザ識別方法として、使用帯域をいくつかに分割し、各周波数区間を帯域幅とするチャープ波形を分割した数だけ用意し、この波形を PN 系列に基づき、ユーザごとに異なる並べ方をして送信波とする方法を用いる。この方法を用いることで、送信瞬時ピーク電力を抑えつつ、UWB-IR 方式と同等の距離分解能を実現できる。

以下、計算機シミュレーションを用いて本発明の方法と従来の UWB-IR の方法の測距性能の比較を行い、シングルユーザでは UWB-IR の方法と同等の測距誤り率を実現し、マルチユーザ環境

においては UWB-IR の方法よりも測距誤り率が改善されることを示す。

はじめに、UWB-IR 測距方法について説明する。

図 11 は測距の原理図を示している。電波をターゲットに向けて送信し、電波がターゲットから反射して戻ってくるまでの時間を測定し、その時間遅れからターゲットとの距離を算出する。このようにして測距は行われる。送信波を  $s(t)$ 、受信波を  $r(t)$  とすると、 $r(t)$  は  $s(t)$  より  $\Delta T [s]$  だけ遅延した信号  $r(t) = s(t - \Delta T)$  となる。 $\Delta T [s]$  は、電波の伝搬遅延時間である。そこで、受信波と相関波の同期をとることにより遅延時間  $\Delta T$  を検出し、式 (23) により距離  $X [m]$  を求めることができる。

$$X = \frac{c\Delta T}{2} [m] \quad (23)$$

但し、 $c (= 3 \times 10^8 [m/s])$  は光速である。

レーダ性能の理論式について説明する。

レーダにおいて同一方位にある距離の異なる目標を見分けられる最小の距離を距離分解能と言う。距離分解能  $d (m)$  は式 (24) で与えられる。

$$d = \frac{c\tau}{2} \quad (24)$$

ここで  $c$  は光の速さ、 $\tau$  はパルス幅である。距離分解が不可能になる状況を図 12 に示す。

受信信号電力が小さいと受信機が信号を検知できなくなるため、送信電力一定の元では距離による減衰を考慮して最大探知距離が存在する。これとは別に、測距信号を繰り返し送る時間間隔よりも信



号が反射して戻って来るまでの時間が長いと、目標の距離を近くに見誤ると言う2次元の問題が発生する。このため、信号周期一定の元では2次元がぎりぎり起らないような最大探知距離R(m)が存在する。これは周期をTとすると式(25)で与えられる。

$$R = c T / 2 \tag{25}$$

UWB方式は、超広帯域な帯域幅を持つ信号であり、高い伝送レートが実現可能であり、高い測距性能を持つ。光速をcとした時、レーダの距離分解能dとレーダ信号の帯域幅ΔFの間には、 $d = c / 2 \Delta F$ という関係がある。これより、UWB信号用いたレーダは高い距離分解能を得られる。

また、信号のスペクトル電力密度が広帯域に一樣に低くなっているため、信号は雑音に埋もれ通信を行っていることがわかりづらく秘匿性がある。また、通信をしていることがわかってても信号がユーザ識別用のPN系列で変調されているため使用しているPN系列を推定できないと通信内容がわからなく、秘匿性がある。

また、UWB方式では、通信と測距は同一システムにより行える。これらの技術を必要とするITS車車間通信測距に向いている技術と言える。

UWB-IIR方式は、発生したインパルス信号列をタイムホッピングにより変調する特徴を持っている。図13は、UWB-IIR方式のシステム図を示している。

送信機について説明する。

(1) インパルス信号は、各タイムフレームに1つだけしか入ることしかできない。よって、インパルスジェネレータでは、タイムフレーム $T_f$ の間隔毎にインパルス $\delta(t)$ を発生する。j番目のイ

ンパルスを $\delta(t - T_j)$ とする。また、パルスの発生回数を $N_c$ とする。

$$f(t) = \sum_{j=0}^{N_c-1} (\delta(t - T_j)) \tag{26}$$

(2) タイムフレーム毎に作成されたインパルスは、疑似ランダム系列で作られたTH系列 $c_j$ に従ってそのタイムスロット分だけパルスが遅れる。 $c_j$ はj番目のTH系列である、 $T_j$ はタイムスロット幅だり、最大の遅れ幅はタイムフレームを越えないようにする。

$$f(t) = \sum_{j=0}^{N_c-1} (\delta(t - T_j - c_j T_c)) \tag{27}$$

以上の流れを図14、15に示した。このように複数のパルスをタイムホッピングさせることで他ユーザとの衝突を回避し、識別できるようにしている。パルスの反復回数を $N_c$ とする。

受信機について説明する。受信機では基本的に送信機で行なう操作の逆の操作を行なう。送信機で生成されたインパルスは、実際には時間幅を持ったガウス波形である。ガウス波形は、送信アンテナ、受信アンテナを通る際に微分され、受信器中ではガウス波形を二階微分された形になっている。この波形はUWB方式において通常モノサイクル波形と呼ばれている。モノサイクル波形を $w(t)$ で表すこととする。

(3) 受信機側では、受信した信号 $f_{rx}(t)$ のTH系列は既知であるので、送信機で行なった作業(1)、(2)をし、送信信号

列のレプリカ  $f_{rec}(t)$  を作成する。

$$f_{rep}(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} (w(t - iT_f - c_i T_c))$$

(28)

(4) 送られてくる送信信号列と同期をとるために受信した信号

$f_{rec}(t)$  と受信機で用意した  $f_{rec}(t)$  の相互相関をとる。

$$R(\tau) = \int f_{rec}(t) f_{rep}(t + \tau) dt$$

(29)

この時の相互相関出力は図16のようになる。

(5) 相互相関出力のピークを検出し、その時間遅れ  $\tau$  から目標物との距離を算出する。

UWB-IR方式による測距は以上のような流れで行われる。

測距においては、パルス幅が狭いほど正確な時間を測定でき、距離分解能を向上させることができる。レーダの中で最もよく知られているものはパルスレーダである。パルスレーダはパルス1波を送信し、パルスが戻ってくるまでの時間から距離を求める。

これに対してUWB-IR方式では、まず用いるパルス自体が1ns以下の微小な幅であるので高い距離分解能を持つ。さらに複数パルスを伝送し、複数のパルス間隔をユーザ毎に異なるタイムホッピング系列により決定しているので、ユーザ分別が可能になる。

自動車用レーダの目標条件について説明する。自動車用レーダの目標条件は、その使用目的に依存するが、基本的な条件として道路交通の現状にあった検知距離、測定精度等が挙げられる。車車間に

における自動車用レーダの目標条件としては、以下の表1に示す目標性能が設定されている。

車車間測距における自動車用レーダの目標性能

項目	目標性能
距離検出範囲	～50[m]
距離検出精度	下限±1[m]

なお、自動車用レーダでは目標条件以上の距離に電波が到達することは、誤情報の増加の原因となるだけで望ましくない。使用場所、使用時間が特定できない上に混雑した道路上では、多数の車が接近して存在する可能性が高く、電波の到達距離は長過ぎないことが望ましい。

図17は、車車間測距システム構成図を示している。測距システムは、図17のように自車（測定者）と同一車線を走行している他車1台をターゲットとしている。受信側では、送信パルス列  $f(t)$  がターゲットに反射して返ってくる波である  $f_{rec}(t)$  を受信し同期をとり距離を検出する。同期捕捉にはマッチドフィルタを用いている。マッチドフィルタ出力が最大となる時が同期時刻となる。

チャープ波形を用いたUWB測距システムについて説明する。前記したモノサイクル波形を用いたUWB測距方式において、モノサイクル波形をチャープ波形に置き換えることで実現する。

チャープ波による測距原理について説明する。はじめにパルス圧縮について説明する。幅の広い送信パルスを用いて、受信側でパルス幅を事実上狭める技術をパルス圧縮という。パルス圧縮には大別してリニアFM方式と符号方式がある。

リニアFM方式は図18に示すように長い時間長Tのパルス内キ

ヤリヤを周波数幅 $\Delta f$ でFM変調し送信する。受信側では送信周波数の増（減）方向と反対傾向で周波数に応じた遅延時間を有するパルス圧縮フィルタを通す。これにより図19に示したような出力信号が得られる。パルス幅が $1/\Delta f$ に圧縮され、振幅は $\sqrt{T\Delta f}$ 倍に増大された出力になっている。パルス圧縮フィルタは、周波数に比例して遅延時間が増加する弾性表面波フィルタのような素子によって簡単に実現できる。このように、距離方向でSN比を劣化させずに分解能を向上させる方法がパルス圧縮である。

次に、チャープ波形のパルス圧縮について説明する。リニアFM方式のパルス圧縮に用いられる波形をチャープ波形という。この波形は一般的に次のように表される。

$$s(t) = \begin{cases} \sin(\omega_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2) & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (30)$$

ここで $\mu$ は角周波数掃引率、 $\omega_0$ は中心角周波数、 $T$ はチャープ信号の時間長である。また $\Delta\omega (= 2\pi\Delta f)$ を角周波数掃引率とすると $\mu = \Delta\omega/T$ の関係にある。

このチャープ波形をパルス圧縮フィルタに通すことで、パルス圧縮ができる。パルス圧縮フィルタはマッチドフィルタによって実現することができる。

パルス圧縮後の波形は

$$g(t) = s(t) * h_m(t) = \begin{cases} \sqrt{T\Delta f} \frac{\sin(\frac{\mu T}{2}|t| - \frac{1}{2}\mu t^2)}{\frac{\mu T}{2}|t|} \cos(\omega_0 t) & |t| \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (31)$$

となる。

式(31)よりパルス圧縮処理後の出力波形は、圧縮前に比べピーク値 $\sqrt{T\Delta f}$ 、パルス幅 $1/\Delta f$ の信号となっていることが確認できる。また圧縮前後で $S/N$ 比は圧縮率 $T\Delta f$ だけ改善することになる。

これより、チャープ波形をパルス圧縮処理することで得られる分解能はパルス幅 $1/\Delta f$ のパルス信号と同等になる。つまり、受信側では、モノサイクル波形をマッチドフィルタで受信した時と同じ出力が得られることになる。送信時はピーク電力を抑え、パルス時間長の長い波形を送ることができるのが特徴である。また、ピークの鋭さはチャープ波形の帯域幅のみに依存し、時間長には影響されない。

自己相関出力の比較を説明する。ここでモノサイクル波とその自己相関出力を図20に、チャープ波とその自己相関出力を図21に示す。波形の帯域は両者ともに3GHz、電力は両者ともに正規化してある。送信波形の振幅は両者で大きく違うが、自己相関出力は同じ鋭さの出力になっていることがわかる。

パラメータの異なるチャープ波形の相関特性について説明する。チャープ波形は同じ周波数掃引率、同じ変調開始周波数をもった波形ならば鋭い相互相関出力を得ることができる。周波数掃引率、変調開始周波数が違った時、その相互相関出力はピークのない出力となる。

時間長の異なるチャープ波形の相関特性について説明する。ここで変調開始周波数と帯域幅を一定にして、周波数掃引率を変化させたときの、すなわち帯域幅を一定にして2つのチャープ波形の時間長の差を変化させた時の2波の相互相関出力のピーク値の変化を見

る。

時間長の違う 2 つのチャープ波の関係を図 2 2 に示す。ここで  $\Delta T$  は、2 波の時間長の差である。 $\Delta T$  の時間差を持った 2 つのチャープ波の相互相関出力のピーク値を求め、 $\Delta T$  の大きさと相互相関出力のピーク値の大きさの関係を図 2 3 に示す。

図 2 3 を見ると  $\Delta T$  の絶対値が大きくなるほど、すなわちチャープ波 2 波の時間長の差が大きくなるほど相互相関出力はピークの低い出力となることがわかる。

このように使用帯域が等しくても、時間長を変えたと相互相関出力は低く抑えられる。

占有帯域の異なるチャープ波の相関特性について説明する。次に、チャープ波の時間長、周波数掃引率を一定として変調開始周波数を変化させたときの、すなわち時間長を一定にして 2 つのチャープ波の形状が異なる帯域を占有しているときの 2 波の相互相関出力のピーク値の変化を見る。

占有帯域の違う 2 つのチャープ波の関係を周波数遷移図を用いて図 2 4 に示す。ここで  $\Delta f_{st}$  は 2 波の変調開始周波数の差である。

$\Delta f_{st}$  の変調開始周波数差を持った 2 つのチャープ波の相互相関出力のピーク値を求め、 $\Delta f_{st}$  の大きさと相互相関出力のピーク値の大きさの関係を図 2 5 に示す。

図 2 5 を見ると  $\Delta f_{st}$  の絶対値が大きくなるほど、すなわちチャープ波 2 波の占有帯域が異なるほど相互相関出力はピークの低い出力となることがわかる。このように、時間長が等しく占有帯域が異なる場合も、チャープ波の相互相関出力は低く抑えられることがある。これは占有帯域が異なる場合は、波形が周波数的に直交しているためである。

本発明の UWB-CHIRP システム構成について説明する。本発明の UWB-CHIRP システム構成のブロック図を図 2 6 に示す。UWB-IR 方式の場合は、ユーザごとに異なる  $T\pi$  系列を用いてパルスをタイムホッピングさせ、ユーザ識別を行う。

これに対し本発明の UWB-CHIRP 方式では、タイムホッピングを行う代わりにユーザごとに異なる波形パターンを用意することでユーザ識別を行う。

ユーザ識別方法について説明する。ユーザを波形によって識別する場合、求められる条件としては、波形同士の相互相関値が低いこと、1 波形の長さがタイムフレーム長を超えないこと、帯域幅が使用帯域を超えないことが挙げられる。

この条件を満たしつつ、互いに相互相関値の低い波形を用意する方法としては、

(1) チャープ波の帯域幅を一定にして、時間長が異なるチャープ波を複数用意する。

(2) チャープ波の時間長を一定として、使用帯域を分割し別々の帯域を占有するチャープ波を複数用意する。

このうち、(1) の場合は、相互相関値の低いチャープ波を用意するためには、時間長にある程度差を持たせなければならぬ。そして相互相関値の低いチャープ波を複数用意しようとする、さらに大きな時間差を確保しなければならない。このためチャープ波の時間長が最大でタイムフレーム長  $T_f$  に制限される今回の場合には十分な波形数を用意できないと考えられる。

これに対し (2) の場合はチャープ波の時間長は一定であり、使用帯域は用意したい波形の数に分割して各チャープ波に割り当てることができると考えられる。

そこで、ここでは(2)の方法を用いることにする。(2)の方法において、それぞれの波形は周波数的に直交している。使用波形の設定について説明する。使用波形は以下の条件で設定する。

- 5 (1) 波形の時間長はUWBのタイムフレーム長と同じ
- (2) 1波あたりの帯域幅は使用可能帯域をN分割した幅とする
- (3) 波形のパターン数は、UWB-I Rとの比較のためUWB-I Rのスロット数と同じとする。
- この条件から1波あたりの帯域幅をΔf<sub>n</sub>、使用可能帯域幅をF、
- 10 用意する波形の個数をNとすると、

$$\Delta f_n = F / N \tag{32}$$

となる。

例えば使用帯域幅を3GHzとし、8波を用意する場合、1波あたりの帯域幅Δf<sub>n</sub>は

$$\begin{aligned} \Delta f_n &= 3 / 8 \text{ [GHz]} \\ &= 0.375 \text{ [GHz]} \end{aligned} \tag{33}$$

である。

このときの8つの波形を図27に示す。この波形をユーザごとに異なるパターンで組み合わせたものを送信波形とする。

20 送信機について説明する。

(1) タイムフレームT<sub>i</sub>ごとにフレームクロックから信号が送られる。j番目のタイムフレームではδ(t - jT<sub>i</sub>)となる。タイムフレームの反復回数をN<sub>t</sub>とする。

$$f(t) = \sum_{j=0}^{N_t-1} (t - jT_i) \tag{34}$$

(2) タイムフレームごとにユーザ識別用の擬似ランダム系列c<sub>j</sub>に対応したチャープ波形が出力される。c<sub>j</sub>はj番目の擬似ランダム系列である。

$$f(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} s_{c_j}(t - jT_f) \tag{35}$$

5 ただしs<sub>c<sub>j</sub></sub>(t)は時間長T<sub>f</sub>のチャープ波形であり、中心周波数w<sub>c<sub>j</sub></sub>はc<sub>j</sub>ごとに異なる値が割り振られている。また、1タイムフレームT<sub>f</sub>の間で遷移する帯域幅はどのチャープ波形でも一定なので、周波数挿引率μは一定となる。

$$s_{c_j}(t) = \sin\left\{\omega_{c_j}\left(t - \frac{T_f}{2}\right) + \frac{1}{2}\mu\left(t - \frac{T_f}{2}\right)^2\right\} \tag{36}$$

10 以上の流れで本発明のUWB-CHIRP方式の送信波は生成される。

受信機について説明する。受信機ではUWB-I R方式と同じく送信機とは操作の逆の操作を行なう。

(3) 受信機側では、受信した信号f<sub>rec</sub>(t)の擬似ランダム系列は既知であるので、送信機で行なった作業(1)、(2)をし、送信信号列のレプリカ方f<sub>rec</sub>(t)を作成する。

$$f(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} s_{c_i}(t - iT_f) \tag{37}$$

(4) 送られてくる送信信号列と同期をとるために受信した信号f<sub>rec</sub>(t)と受信機で用意したf<sub>rec</sub>(t)の相互相関をとる。



$$R(\tau)=\int f_{rec}(t)f_{rep}(t+\tau)dt$$

(38)

この時の相互相関出力は図28のようになる。

(5) 相互相関出力のピークを検出し、その時間遅れ丁から目標物との距離を算出する。

5 本発明のUWB-I R方式とCHIRP方式は以上のような流れで行われる。  
UWB-I R方式と本発明のUWB-CHIRP方式の送信波形の比較について説明する。

ここで、UWB-I R方式と本発明のUWB-CHIRP方式と  
の各ユーザの送信波形の比較をする。UWB-I R方式と提案する  
10 UWB-CHIRP方式のマルチユーザ時の各ユーザの送信波形を  
図29に示す。

このように2方式のユーザ分別方法を違うものとした。また1周  
期あたりの送信電力をそろえた場合、本発明のUWB-CHIRP  
方式はUWB-I R方式に比べ送信波形のピーク値が低く抑えられ  
15 ている。

本発明のUWB-CHIRP測距システムの性能評価について説  
明する。計算機シミュレーションを用いて提案方式の測距性能の評  
価を行い、UWB-I R方式と本発明のUWB-CHIRP方式と  
の比較を行う。

20 シミュレーション諸元を以下の表2に示す。

シミュレーション諸元

試行回数	10000
サンプリング間隔	0.01ns
タイムフレーム長Tf	10ns
SNR	0dB-25dB
ユーザ数	10
帯域幅	3GHz(1GHz~4GHz)
タイムフレーム反復回数Ns	10 20
通信路	AWGN

UWB-I R方式で使用するモノサイクル波形と本発明で使用する  
チャープ波形の帯域幅は3GHzとし、2方式間で等しくする。  
タイムフレームの反復回数Nsは10回と20回の場合を試す。タイ  
ムフレームの反復回数を増やすとユーザを識別するための波形数が  
5 増えることになり、マルチユーザ時にユーザ分別能力に差が出ると  
考えられる。

測距において、距離を検出する場合の測距誤り率を以下の式(式  
39)によって定義する。

測距誤り率=距離検出誤り回数/総距離検出回数

(39)

ここで、距離検出誤りとするのは、目標値からの誤差が30cm  
以上となった時とする。

ユーザ識別方法について説明する。UWB-I R方式と本発明の  
方式では、ユーザ識別の方法が異なる。2方式のユーザ識別方法の  
15 違いは、1タイムフレーム内の波形の配置方法の違いによる。以下  
の表3にUWB-I R方式と本発明の1タイムフレーム内の波形の  
配置方法を示す。

ユーザ識別方法

UWB-IR
モノサイクル波をTimeHoppingにより1フレーム内の8位置に配置
Proposed UWB-CHIRP
3GHzを8等分した帯域幅をもつ、8つのチャープ波形を配置

シングルユーザ時の比較を行う。他車両が存在しない時の2方式の測距誤り率を図30に示す。SNR（信号電力対雑音電力比）は0dBから25dBとした。

図30を見ると、1ユーザ時においてタイムフレーム反復回数Nが同じ時ではUWB-IR方式と本発明の方式では差が見られないことがわかる。このことから、他車両が存在しないときのUWB-IR方式と本発明の方式の測距性能は等しいといえる。

これは使用している帯域幅が同じで、波形の持つ距離分解能が2方式で等しくなるためだと考えられる。

タイムフレーム反復回数が10回と20回るときで比較すると20回の方が測距誤り率は若干悪くなっている。これはタイムフレーム反復回数が増えた分、1回の測距で使用する送信波の時間長が長くなり、最大測距可能距離が伸びたことになる。この結果、検出となる最大距離が増加したため、測距誤り率の比較ではタイムフレーム反復回数が20回の方が結果が悪くなっていると考えられる。

マルチユーザ時の比較について説明する。

次に、マルチユーザ時におけるUWB-IR方式と本発明の方式の測距誤り率を求め、図31に示す。他車両数は9とし、SNRは0dBから25dBとする。またSIR（信号電力対干渉波電力比）は0dBとする。

この結果他車両が存在する場合、タイムフレーム反復回数が10回、20回るとき共に本発明の方式はUWB-IR方式に比べ測距誤り率を改善できることがわかる。これはチャープ波を使用した場合は、8つの波形同士が周波数的に直交しているため、モノサイクル波を使用した場合に比べ誤った位置でのピークが立ちにくくなることによると考えられる。

タイムフレーム反復回数が20回になるとユーザ分別能力が上がるため、UWB-IR方式と本発明の方式ともにタイムフレーム反復回数が10回るときよりも測距誤り率が改善されている。

D/I比を変化させた場合の比較について説明する。前述により、マルチユーザ環境下で本発明の方式の方が測距誤り率を改善できることがわかる。ここでは、D/I比（希望信号対干渉信号比）を変化させ、干渉波の数、電力が変化したときのUWB-IR方式と本発明の方式の測距誤り率について比較する。

ユーザ数が増える時の比較を説明する。ユーザ数を変化させたときの測距誤り率を図32に示す。SNRを15dB、SIRを0dBで一定としユーザ数を1から10まで変化させる。この結果、ユーザ数が増えるほど本発明の方式とUWB-IR方式の測距誤り率に差が現れ、本発明の方式の測距誤り率の改善が顕著になることがわかる。本発明の方式で使用しているチャープ波形が周波数的に直交していることが特性改善にむすびついていると考えられる。

干渉波電力が増える場合について説明する。干渉波電力を変化させたときの測距誤り率を図33に示す。SNRを15dBに、他局数を1で一定としSIR、を0dBから10dBまで変化させる。

この結果、他車両が存在する状況であるため、本発明の方式の方が測距誤り率を改善できているが、SIRの変化によってUWB-

I R方式との測距誤り率の差が変化することはない。このことより、本発明の方式は他局電力の変化に対しては、格別な利点はみられない。

したがって、車車間UWB測距システムにおいて、インパルスの代わりにチャープ波形を使用波形とすることで、送信時のピーク電力を抑えつつインパルスと同等の測距性能を得られる。また、マルチユーザ時においてはインパルスよりも測距誤り率を改善でき、その測距誤り率の改善は他局数が増えるほど顕著になる。

次に、チャープ波形を用いて、単一パルスの時間軸上のパラメータを調整することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する態様について説明する。

チャープ波形のスペクトル変形は、1 ns間の波数を増やすか、時間幅をのばすことにより行うことが考えられる。

図34は、時間幅を100 nsに伸ばした一例である。図示されるように、1～4 GHzの間でスペクトルが均一に広げる変形を行うことができる。

また、チャープ信号の出力の大きさを経時的に抑制することにより、非希望周波数帯のスペクトルを抑えることができる。図35は、この出力を経時的に打ち切る方法を説明する図である。図35において、 $t = 30 \text{ ns} \sim 50 \text{ ns}$ の部分で出力を打ち切ること、周波数で1.6 GHzから2.5 GHzの周波数帯域を抑える。この結果によれば、1.8 GHz～2.5 GHzで周波数にノッチが現れている。

また、チャープ波形のスペクトル変形の他の方法として、チャープ波形の包絡線関数を変化させる方法について説明する。

チャープ波形は、位相変調関数を

$$\theta(t) = 2\pi(\mu t^2 / 2 + f_0 t)$$

としたとき、送信波形  $s(t)$  は

$$s(t) = a(t) \sin(\theta(t)) \quad (0 < t < T)$$

となる。 $a(t)$  は包絡線関数である。

この包絡線関数に窓関数を反転したものを用いる。ここで、 $t = 30 \text{ ns} \sim 50 \text{ ns}$ の間でハニング窓を反転したものを使用する。

送信波形  $s(t)$  の包絡線関数を  $a(t) = 1$  から

$$T = 20$$

$$a(t) = 1 - (1 + \cos \pi t / T) / 2 \quad (0 < t < T)$$

に変化させる。

このときの波形  $s(t)$ 、包絡線関数  $a(t)$  を図36に示し、出力を図37に示す。

上記のように、チャープ波形において波形の出力を経時的に変化させることによりスペクトルを変化させることができる。チャープ波形は、時間領域で振幅の重み付けによりスペクトルを変化させることができるという利点がある。

また、周期を線形変調させる線形周期変調も考えられる。これによれば、周波数は直線的に遷移せずに時間の逆数に逆比例しながら減少させることができる。

また、チャープ波形のスペクトル変形は、チャープ波形にPN系列を掛け合わせることで行うことができる。

図38はチャープ波形のスペクトル出力である。このチャープ波形にPN系列を掛け合わせると図39となる。このPN系列を掛け合わせたチャープ波形のスペクトル出力は図40となる。

単にPN系列を掛け合わせた場合には、図40に示すように、帯域幅の広がりやサイドロープの広がりが発生し、他ユーザとの干渉

の問題が生じる。これを抑制する方法として、例えば、自局信号を送信する前に1ビット分の時間において相関をとり続けることにより、干渉パルスのある位置を特定する方法、あるいは、自局信号を干渉パルスとヒットしない（ヒットする数が少ない）ように遅延させる方法がある。

次に、複数のパルスを組み合わせることにより所望の周波数特性を備えるパルス信号を生成する第2の態様について説明する。

本発明の第2の態様は、複数の単一パルスを時間軸上に並べることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

本発明の第2の態様において、第1の形態として、同一の2つの単一パルスを時間軸上に並べてデュアルサイクルの信号を形成する方法があり、第2の形態として、パルス幅を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる方法があり、第3の形態として、パルス幅及び波形を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる方法がある。デュアルサイクルの2つの単一パルス間の間隔や、複数の単一パルスの各パルス幅や、複数の単一パルスの各パルス幅及び各波形を調整することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。これらの各形態によれば、任意の周波数にノッチ部を形成することができる。

また、第4の形態では、修正エルミート多項式を用いて複数の次数の異なるパルスを生成する。

はじめに、同一の2つの単一パルスを時間軸上に並べてデュアルサイクルの信号を形成する第1の形態について説明する。

この第1の形態では、2つのモノサイクルを組とするデュアルサイクルを用いる。このデュアルサイクルは式(39)、(40)で表され、図41、42で表される。

$$w_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (w_{rec}(t + \tau/2) + w_{rec}(t - \tau/2)) \quad (39)$$

$$w_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (w_{rec}(t + \tau/2) - w_{rec}(t - \tau/2)) \quad (40)$$

$\tau$  はモノサイクルの間の時間間隔である。

また、周波数領域では、デュアルサイクルはそれぞれ式(41)、(42)で表され、図43、44で表される。

$$\begin{aligned} W_2(\omega) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \exp\left(\frac{j\omega\tau}{2}\right) + \exp\left(-\frac{j\omega\tau}{2}\right) \right) W_{rec}(\omega) \\ &= \frac{2}{\sqrt{2}} \cos \frac{\omega\tau}{2} W_{rec}(\omega) \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} W_2(\omega) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \exp\left(\frac{j\omega\tau}{2}\right) - \exp\left(-\frac{j\omega\tau}{2}\right) \right) W_{rec}(\omega) \\ &= \frac{2}{\sqrt{2}} \sin \frac{\omega\tau}{2} W_{rec}(\omega) \end{aligned} \quad (42)$$

このように、モノサイクル（単一パルス）を時間軸上に並べてデュアルサイクルの信号を形成することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成することができる。

ここで、式(39)をデュアルサイクル1とし、式(40)をデュアルサイクル2とする。式(39)、(40)から減衰は2つのモノサイクル間の間隔に依存する。仮に既存の無線システムの中心周波数が減衰領域内にあれば、干渉を低減することができる。デュアルサイクル1を用いると、減衰は、 $\omega = (2n + 1)\pi / \tau$ （ $n$ は整数）のときに現れ、デュアルサイクル2を用いると、減衰は、 $\omega = 2n\pi / \tau$ （ $n$ は整数）のときに現れる。

ここで $\omega_0$ を共存する無線システムの中心周波数とすると、デュ

アルサイクル1が $\tau = (2n + 1) \pi / \omega_0$ を満たし、デュアルサイ  
クル2が $\tau = 2n \pi / \omega_0$ を満たした場合には、干渉は減少する。  
上記式から $\tau$ が大きければ、減衰のバンド幅は小さくなる。共存  
する無線システムが多数ある場合には、全ての共存する無線システ  
ムの中心周波数に対して上記条件を満たす必要があり、 $\tau$ が大き  
なり減衰のバンド幅が狭まる。

このモノサイクル（単一パルス）を時間軸上に並べてデュアルサ  
イクルの信号を形成する方法によれば、既存のシステムに新たな構  
成を加えることなく構成することができ、ハードウェアを簡易な構  
成とすることができる。

次に、パルス幅を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる第2  
の形態について説明する。

この第2の形態では、モノサイクルの周波数領域での式（22）  
によれば、パワースペクトルのピーク周波数 $\omega_p$ は、 $\omega_p = \sqrt{(8\pi)}$   
/ $\tau_m$ であり、ピーク振幅 $A_p$ は $A_p = \sqrt{2} \cdot \exp(-1) A_{\tau m}$ と  
なる。したがって、 $\omega_p$ は $\tau_m$ に比例し、 $\tau_m$ に逆比例する。また、  
モノサイクルの時間間隔は $\tau_m$ に比例する。

つまり $\tau_m$ により $\omega_p$ と $A_p$ を制御することができる。したがって、  
パワースペクトルにおいて、 $\omega_p$ と $A_p$ を制御することにより減衰を  
調整することができる。

このように、異なる時間間隔のモノサイクルを重ねることにより、  
所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成することができる。

次に、異なる時間間隔のモノサイクルを用いた干渉の低減につい  
て説明する。 $\tau_m = \tau_{m0}$ のモノサイクルにおいて $w_{\tau_{m0}}(t)$ 、 $w_{\tau_{m0}}(\omega)$ とする。パワースペクトルのピークの周波数を $\omega_{p0}$ とし、大  
きさを $A_{p0}$ とする。

また、共存するシステムの中心周波数を $\omega_1$ としたとき、この $\omega$   
1で減衰するスペクトルを持つパルスを形成する。  
はじめに、パワースペクトルのピークが周波数 $\omega_1$ で大きさが $w_{\tau_{m0}}(\omega_1)$ のモノサイクル $w_{\tau_{m1}}(t)$ を形成する。ここで、 $\tau_m$   
1= $\sqrt{(8\pi)} / \omega_1$ である。  
ここで新たな波形 $w_{d1}(t)$ を形成する。

$$w_{d1}(t) = w_{\tau_{m0}}(t) - \frac{|w_{\tau_{m0}}(\omega_1)|}{|w_{\tau_{m1}}(\omega_1)|} w_{\tau_{m1}}(t)$$

(43)

パワースペクトル $|w_{d1}(\omega)|^2$ は $\omega_1$ で減衰する。  
また、共存する他にシステムの中心周波数を $\omega_2$ としたとき、この  
 $\omega_2$ で減衰するスペクトルを持つパルスを形成する。  
パワースペクトルのピークが周波数 $\omega_2$ で大きさが $w_{\tau_{m0}}(\omega_2)$   
のモノサイクル $w_{\tau_{m2}}(t)$ を形成する。

$$w_{d2}(t) = w_{d1}(t) - \frac{|w_{d1}(\omega_2)|}{|w_{\tau_{m2}}(\omega_2)|} w_{\tau_{m2}}(t)$$

(44)

なお、以下の条件を満たすものとする。  
 $\omega_2 < \omega_1$   
 $w_2(\omega_1) \approx 0$   
図45～図47は2.4GHzと5.0GHzの減衰例を示して  
いる。図47では、2.4GHzと5.0GHzの減衰はほぼ0で  
ある。この波形を用いれば2.4GHzと5.0GHzに中心周波  
数を持つシステムの干渉を抑制することができる。上記条件が満足  
されていれば、より良好な減衰を得ることができる。  
次に、パルス幅及び波形を異にする複数の単一パルスを重ね合わ



45

せる第3の形態について説明する。

この第3の形態では、パルス幅及び波形を異にする複数の単一パ  
ルスを重ね合わせることにより、所望の周波数特性を備えるパルス  
信号を生成する。

ここで、波形 $w_{\omega_0}(t)$ と周波数特性 $W_{\omega_0}(\omega)$ を用いる。

$$w_{\omega_0}(t) = \cos \omega_0 t \exp \left( -2\pi \frac{t^2}{(\alpha \tau_m)^2} \right) \tag{45}$$

$$W_{\omega_0}(\omega) = \frac{\alpha \tau_m}{\sqrt{2}} \left( \exp \left( -\frac{(\omega - \omega_0)^2 (\alpha \tau_m)^2}{8\pi} \right) - \exp \left( -\frac{(\omega + \omega_0)^2 (\alpha \tau_m)^2}{8\pi} \right) \right) \tag{46}$$

$\alpha \tau_m$ はパルス間隔を定めるパルスである。式(46)から、パ  
ースペクトルのピーク周波数は $\omega_0$ であり、この式を用いることに  
より $\omega_0$ で減衰させることができる。

この式で表されるパルスにおいて、 $\alpha \tau_m$ 及び/又は $\omega_0$ をパラメ  
ータとして波形を変形させることができ、所望の周波数特性を満た  
す時間パルス形状を生成することができる。この波形生成は、単一  
パルスとすることも複数のパルスの組み合わせとすることもでき、  
パラメータの調整、及びパルス幅及び波形を異にする複数の単一パ  
ルスを重ね合わせることにより、所望の周波数特性を満たす時間パ  
ルス形状を生成することができる。

ここで、中心周波数が $\omega_1$ と $\omega_2$ の共存する無線システムを仮定  
したとき、 $\omega_1$ と $\omega_2$ で減衰が生じる波形及び周波数特性は以下とな  
る。

$$w_x(t) = w_{rec}(t) - \frac{|W_{rec}(\omega_1)|}{|W_{\omega_1}(\omega_1)|} w_{\omega_1}(t) - \frac{|W_{rec}(\omega_2)|}{|W_{\omega_2}(\omega_2)|} w_{\omega_2}(t) \tag{47}$$

46

$$W_x(t) = W_{rec}(\omega) - \frac{|W_{rec}(\omega_1)|}{|W_{\omega_1}(\omega_1)|} W_{\omega_1}(\omega) - \frac{|W_{rec}(\omega_2)|}{|W_{\omega_2}(\omega_2)|} W_{\omega_2}(\omega) \tag{48}$$

図48～図52は2.4GHzと5.0GHzの減衰例を示して  
いる。図52では、2.4GHzと5.0GHzの減衰はほぼ0で  
ある。この波形を用いれば2.4GHzと5.0GHzに中心周波  
数を持つシステムの干渉を抑制することができる。上記条件が満足  
されていれば、より良好な減衰を得ることができる。

次に、スペクトルマスクを満足する波形の形成について説明する。

例えば、米FCCでは伝送パワーについてUWBに対する規定の  
ガイドラインが示され、UWBの放射制限についてスペクトルマス  
クが示されている。

したがって、UWBによる通信ではこのスペクトルマスクを満た  
す波形を形成する必要がある。

前記した波形形成方法は、このスペクトルマスクを満たす波形の  
形成に適用することができる。

このスペクトルマスクでは、0.96GHz～3.1GHzに厳  
しい制限がある。ここで、前記方法において、 $\alpha = 10.0$ 、 $\tau_m =$   
0.2877とすると、 $W_{\omega_0}(\omega_0)$ のバンド幅はほぼ1GHzとな  
る。

ここで、0.96GHz～3.1GHzの間で0.5GHz間隔  
で減衰を形成することにより、0.96GHz～3.1GHzのパ  
ワーを抑制することができる。この方法は、以下の式(49)で表  
される。

$$w_x(t) = w_{rec}(t) - \sum_{n=0}^k w_{\omega_1 + nd}(t) \tag{49}$$

47

ここで、d はパルス間隔であり、 $\omega_1$  はパワー制限の開始周波数であり、k はモノサイクルを形成するパルス数である。

$\tau_m, d, \omega_1$  等をパラメータとすることにより、パルス波形の周波数特性を規定されるスペクトルマスクに合わせることができる。

図 53 ~ 図 56 はこの一例である。図 53、54 はスペクトルマスクとパワースペクトル、及びパルス波形であり、図 55、56 は他のパラメータによるスペクトルマスクとパワースペクトルの例である。

次に、UWB 信号と既存の SS 信号とが共存する場合について説明する。

はじめに、UWB 信号が既存の SS 信号に与える影響について説明する。

モノサイクルの場合について説明する。UWB 信号 1 パルスが、SS 受信機に与える干渉量  $\sigma_I^2$  は以下の式 (50) で表される。

$$\begin{aligned} \sigma_I^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \int_0^T A w_{rec}(t-\tau) c(t) \cos \omega_c t dt \right\}^2 d\tau \\ &= \frac{N}{2T} \int_0^{T_c} \left[ \left\{ \int_\tau^{\tau+T_m} A w_{rec}(t-\tau) c_0(t) \cos \omega_c t dt \right\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left\{ \int_\tau^{\tau+T_m} A w_{rec}(t-\tau) c_1(t) \cos \omega_c t dt \right\}^2 \right] d\tau \end{aligned} \quad (50)$$
$$c_0(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T_c) \\ 1 & (T_c \leq t < T_c + T_m) \end{cases}$$
$$c_1(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T_c) \\ -1 & (T_c \leq t < T_c + T_m) \end{cases}$$

ここで、T は SS 信号の 1 ビットの時間長、A は受信パルスの振幅、 $c(t)$  は SS の拡散系列、 $\cos \omega_c t$  は搬送波を表し、N は S

48

S 1 ビット当たりのチップ数、 $T_f$  は SS チップの時間長、 $T_m$  は UWB 1 パルスの時間幅を表す。UWB 信号が加わったときの SS の BER 特性は、SS 信号の SNR の雑音電力に、1 ビット当たりのパルスの本数分だけ上記式の干渉量を加えて計算することができる。

ここで、SS 信号の SNR は式 (51) で表される。

$$SNR = \frac{\frac{1}{2} T}{\frac{N_0}{4} T + \frac{T}{T_f} \sigma_I^2} \quad (51)$$

$T_f$  は UWB の幅であり、SS の BER は式 (52) で表される。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{SNR}{2}} \right) \quad (52)$$

また、DIR、PUWB、Pss は式 (53)、(54)、(55) で表される。

$$DIR = P_{ss} / P_{UWB} \quad (53)$$

$$P_{UWB} = \frac{T}{T_f} \int_0^{T_m} (A w_{rec}(t))^2 dt \quad (54)$$

$$P_{ss} = \int_0^T \cos^2 \omega_c t dt \quad (55)$$

以下の表 4 はシミュレーション条件を表す。

performance parameters

Data rate : UWB	3.2 Mbps
Data rate : SS	384 kbps
3dB bandwidth : UWB	3.2 GHz
3dB bandwidth : SS	3.4 MHz
SS chip rate( $1/T_c$ )	2.64 Mcps
SS carrier frequency( $\omega_c$ )	2 GHz
UWB pulse time duration	0.7 ns
Number of Impulses per Symbol( $N_s$ )	31
Frame time( $T_f$ )	10 ns
DIR	-29 dB

図 5 7 , 5 8 は U W B 信号が既存の S S 信号に与える影響のシミュレーション結果である。

同様に、デュアルサイクルの場合について、U W B 信号が既存の S S 信号に与える影響をシミュレーションすることができる。  
以下の表 5 はシミュレーション条件を表す。

Performance Parameters

Data rate : UWB	3.2 Mbps
Data rate : SS	384 kbps
3dB bandwidth : UWB	3.2 GHz
3dB bandwidth : SS	3.4-102 MHz
SS chip rate( $1/T_c$ )	2.64 - 158.4 Mcps
SS carrier frequency( $\omega_c$ )	2.5 GHz
UWB pulse time duration	0.7 ns
dualcycle time space	1.0 ns
Number of dualcycle per Symbol( $N_s$ )	31
Frame time( $T_f$ )	10 ns
DIR	-29 dB

図 5 9 は U W B 信号が既存の S S 信号に与える影響のシミュレーション結果である。

また、同様に、パルス幅を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる場合について、U W B 信号が既存の S S 信号に与える影響をシミュレーションすることができる。

図 6 0 は表 5 のシミュレーション条件を用いた、U W B 信号が既存の S S 信号に与える影響のシミュレーション結果である。

また、同様に、パルス幅と波形を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる場合について、U W B 信号が既存の S S 信号に与える影響をシミュレーションすることができる。

図 6 1 は表 5 のシミュレーション条件を用いた、U W B 信号が既存の S S 信号に与える影響のシミュレーション結果である。

次に、U W B 信号が既存の S S 信号から受ける影響について説明

する。

モノサイクルの場合について説明する。UWB信号1パルスが、SS受信機から受ける干渉量 $\sigma I^2$ は以下の式(56)で表される。

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \int_0^T A c(t-\tau) \cos \omega_c(t-\tau) v(\tau) d\tau \right\}^2 d\tau \\ &= \frac{N}{2T} \int_0^{T_c} \left[ \left\{ \int_0^{T_m+\delta} A C_0(t-\tau) \cos \omega_c(t-\tau) d\tau \right\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left\{ \int_0^{T_m+\delta} A C_1(t-\tau) \cos \omega_c(t-\tau) d\tau \right\}^2 \right] d\tau \end{aligned} \tag{56}$$
$$C_0(t)=\begin{cases} 1 & (t \geq 0) \\ 1 & (t < 0) \end{cases}$$
$$C_1(t)=\begin{cases} 1 & (t \geq 0) \\ -1 & (t < 0) \end{cases}$$

ここで、TはSS信号の1ビットの時間長、Aは受信パルスの振幅、 $c(t)$ はSSの拡散系列、 $\cos \omega_c t$ は搬送波を表し、NはSS1ビット当たりのチップ数、 $T_c$ はSSチップの時間長、 $T_m+\delta$ はUWBの相関器の時間幅を表す。SS信号による干渉が加わったときのUWBのBER特性は、UWB信号のSNRの雑音電力に、受信パルスの本数分だけ上記式の干渉量を加えて計算することができ

る。ここで、UWB信号のSNRは式(57)で表される。

$$SNR = \frac{(N_s m_p)^2}{\sigma_{rec}^2 + N_s \sigma_i^2} \tag{57}$$

BERは式(58)で表される。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{SNR}{2}} \right) \tag{58}$$

また、DIR、PUWB、Pssは式(59)、(60)、(61)で表される。

$$DIR = P_{UWB} / P_{ss} \tag{59}$$

$$P_{UWB} = N_s \int_0^{T_m} (w_{rec}(t))^2 dt \tag{60}$$

$$P_{ss} = \frac{N_s T_f}{T} \int_0^T (A \cos \omega_c t)^2 dt \tag{61}$$

以下の表6はシミュレーション条件を表す。

performance parameters	
Data rate : UWB	3.2 Mbps
Data rate : SS	384 kbps
3dB bandwidth : UWB	3.2 GHz
3dB bandwidth : SS	3.4 MHz
SS chip rate(1/T <sub>c</sub> )	2.64 Mcps
SS carrier frequency(ω <sub>c</sub> )	2 GHz
UWB pulse time duration	0.7 ns
Number of Impulses per Symbol(N <sub>s</sub> )	31
Frame time(T <sub>f</sub> )	10 ns
DIR	-16.66 dB

図62、63はUWB信号が既存のSS信号から受ける影響のシ

ミュレーション結果である。

同様に、デュアルサイクルの場合について、UWB信号が既存のSS信号から受ける影響をシミュレーションすることができる。  
以下の表7はシミュレーション条件を表す。

performance parameters		
Data rate : UWB		3.2 Mbps
Data rate : SS		384 kbps
3dB bandwidth : UWB		3.2 GHz
3dB bandwidth : SS		3.4-102 MHz
SS chip rate( $1/T_c$ )		2.64 - 158.4 Mcps
SS carrier frequency( $\omega_c$ )		2.5 GHz
UWB pulse time duration		0.7 ns
dualcycle time space		1.0 ns
Number of dualcycle per Symbol( $N_s$ )		31
Frame time( $T_f$ )		10 ns
DIR		-16.66 dB

図64はUWB信号が既存のSS信号から受ける影響のシミュレーション結果である。  
また、同様に、パルス幅を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる場合について、UWB信号が既存のSS信号に与える影響をシミュレーションすることができる。  
図65は表7のシミュレーション条件を用いた、UWB信号が既存のSS信号に与える影響のシミュレーション結果である。  
また、同様に、パルス幅と波形を異にする複数の単一パルスを重ね合わせる場合について、UWB信号が既存のSS信号から受ける

影響をシミュレーションすることができる。

図66は表7のシミュレーション条件を用いた、UWB信号が既存のSS信号から受ける影響のシミュレーション結果である。

次に、修正エルミート多項式を用いて複数の次数の異なるパルスを生成する第4の形態について説明する。

UWB-IR方式での変調方式の1つである2値PPM(Pulse Position Modulation)方式では、複数のパルスを全て時間シフトして1ビットを表現する方法が考えられている。しかし、より伝送速度を上げる、または誤り率を良くする目的で、同じ複数のパルス列で複数ビットを表現する多値化伝送方式の研究がUWBの分野においても進んでいる。例えば、Many UWB方式という多値伝送方式が、文献16で提案されている。この方式では直交系列に合わせて1つ1つのパルスを時間シフトすることで各パルスが別々の情報を送信し、1シンボルで複数ビットの情報を伝送している。この方法によりM-ary UWB方式では、従来方式と伝送速度を揃えた条件においてマルチユーザ時の他ユーザのパルスとの衝突確率が従来方式より低くなる為、従来方式よりもビット誤り率(BER)を低くすることができる。

一方、UWB通信に用いる察波形の形成に関する研究も、他システムとの干渉を避ける、ユーザ間の干渉を除去する等の目的で盛んに行われている。これまでに考えられたUWB通信用の波形の中の一つに、Modified Hermite Polynomial s(MHP)に基づく直交波形というものがある。例えば、文献13。

これはエルミート多項式を元に、次数が異なるもの同士が互いに直交するように作られた波形であり、この波形をUWB通信に用い



た方式としてorthogonal Pulse Modulation (OPM) 方式がある。例えば、文献16。

この方式では、MHPの直交性を利用する為各ユーザに次数の異なる波形を割り当てることで、ユーザ間で同期のとれている状態ならば各ユーザのパルスを完全に同時に送信することで受信時に他ユーザのパルスの影響を完全に除去できることを考えている。しかし実際におこるアンテナの入出力の影響による波形の時間微分を考慮すると、MHP波形の直交性は完全ではなくなり、このままの方式で他のユーザの干渉を完全になくすことは困難である。

ここでは、UWB無線通信のマルチユーザ環境での干渉除去方式として受信時の波形を考慮した上で、通信環境に応じ、MHP波形を用いたいくつかの方式を示す。これらのシステムの目的は非同期多元接続環境でのビット誤り率を従来より低減させることであり、その目的を達成する為に、ユーザ数に応じてMHP波形の割り当て方を変えることでマルチユーザ環境での他局間干渉を低減することと、M-ary UWB方式と同様に多値化を行うことで同じ伝送速度におけるBERを低減させることの2つを示す。この2つの方式で、非同期多元接続時に“多値化UWB伝送方式”の方が、BER特性が良くなることを示し、改めて本発明の方式とする。

先に示したOPM方式ではMHP波形をユーザの識別のみに用いていたが、本発明の方式ではまずMHPパルスをデータ識別にも用い、複数の次数のMHP波形を用意することで1種のMHP波形が複数ビットを表すシステムを構成する。またユーザの識別は従来方式のTH系列を用いた時間シフトによって行う。

ここでは、UWBの多値伝送方式について、例を挙げて簡単に説明し、その後UWB用の波形として研究されているエルミート関数

に基づくパルス系列について説明する。

多値化伝送について説明する。無線通信の分野では、例えばPhase Shift Keying (PSK) 変調においては2値(BPSK)に始まり、4値(QPSK)、8値(8PSK)、さらにQAM (Quadrature Amplitude Modulation) 方式では16値、64値、256値などといったような、同時に複数ビットの情報を伝送する多値変調方式が従来用いられている。

UWBにおいても、PPM (パルス位置変調) によるO-PPMの2値伝送だけではなく、1シンボルでより多くの情報を送り、伝送速度を向上させる研究が行われている。ここではその多値化UWB方式の一例としてM-ary UWB方式同について説明する。

M-ary UWB方式SS通信において、M-ary/SSMAという技術が知られている。例えば、文献18がある。

これは各ユーザにM (= 2k) 個の異なるPN (擬似雑音) 系列を割り当て、ユーザはその中から送信したいkビットのデータに対応したPN系列を拡散系列として用いて信号を送信し、受信側ではM個のPN系列に対応した相関器を用意し、最大相関出力に対応するデータを復調する方式である。この方式ではNユーザが存在する環境では、N x M個のPN系列が必要となるが、1シンボルでkビット送信できる為、伝送速度が向上する。

この考え方をUWB通信に適用した方式がM-ary UWB方式である。この方式では、各ユーザはM (= 2k) 個の異なる直交系列の符号語に合わせて1つ1つのパルスを変調しそのパルス列をTHさせて送信する。1シンボルの複数のパルス全てに同じ情報を乗せて送信する従来方式に対してM-ary UWB方式では、複数の

パルスに違う情報に乗せる方式である。その結果、M-ary UWB 方式は UWB の持つ秘密性、秘匿性を持ったまま M-ary の持つ周波数利用効率のよさも持った方式となる。さらに、同期はタイムホッピング (TH) 系列でとるので M-ary の同期のとりにくさも解消され、多元接続のための系列には TH 系列・情報を表す系列には Walsh 系列 (直交系列) と違う系列を使うため、1ユーザが大量の系列を占有することもない。このように、M-ary の持つ欠点を解消している。

続いて、M-ary UWB 方式の送受信システムについて説明する。

M-ary UWB 方式の送信機のブロック図を図 67 に示す。M-ary UWB 方式では入力 k ビットの  $M = 2^k$  の状態に対応して  $M = 2^k$  個の Walsh 系列の中から 1 つを選ぶ。選ばれた系列が M 個の内の i 番目の系列だとしてその系列の j 番目の値 (1 か 0) を  $c_{ir}(1, j)$  とする。さらに次の 1 ビットの入力値を  $d_{M+1}$  とすると、1 シンボルで送信される第 1 番目のユーザの送信波形  $S_{ir}^{(1)}(t)$  は次の式 (62) で表される。

$$s_{ir}^{(1)}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{ir}(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \delta c_{Walsh}(i, j)) \ominus d_{M+1} \quad (62)$$

従って受信信号  $r(t)$  は以下の式 (63) で表される。

$$r(t) = \sum_{u=1}^{N_u} A_u \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{rec}^{(u)}(t - \tau_u) + n(t) \quad (63)$$

受信機のブロック図を図 68 に示す。受信側では、式 (64)

$$\alpha_j \triangleq \int_{\tau+jT_f}^{\tau+(j+1)T_f} r(t) v(t - \tau_1 - jT_f - c_j^{(1)}T_c) dt \quad (64)$$

と定義し、さらに送信側で用いた Walsh 系列の 0 を -1 に変えた系列  $C_{Walsh}(i, j)$  を用いて以下の式 (65)

$$\begin{cases} \sum_{j=0}^{N_s-1} C_{Walsh}(0, j) \alpha_j \\ \sum_{j=0}^{N_s-1} C_{Walsh}(1, j) \alpha_j \\ \vdots \\ \sum_{j=0}^{N_s-1} C_{Walsh}(M-1, j) \alpha_j \end{cases} \quad (65)$$

の中から絶対値が最大ものを判別し、さらにそれが + か - かも判別する。このような方式で系列長  $M = 2^k$  のウォルシュ系列を M 個用意し、その系列に合わせてパルスを変調したものとその系列の 0, 1 を入れ替えた系列に合わせてパルスを変調したもの、計  $2 \times M$  個の中から 1 つを選んで送信することで、1 シンボルで  $(K+1)$  ビット伝送を行うことができる。

M-ary UWB の Eb/N0 とビット誤り率について説明する。M-ary UWB の SNR は、従来方式 (2 値 PPM) の UWB と同様に式 (66)

$$SNR_{out}(N_u) = \frac{(N_s A_1 m_p)^2}{\sigma_{rec}^2 + N_s \sigma_a^2 \sum_{k=2}^{N_u} A_k^2} \quad (66)$$

と表される。

しかし、従来方式では出力結果として + か - かを判定すればいい

が、M-ary UW B方式では同時に複数ビット送信し、受信側で全ての系列と相関をとり、どの系列との相関値が最大かを判別する必要がある。そのため同じS/Nと比較してもM-ary UW B方式のほうがBERが当然悪くなるので公平な条件で比較するためにEb/N0でBERを比較する必要がある、1シンボルで同時に送信するビット数をk+1ビットとすると、式(67)

$$E_b/N_0(N_u) = SNR_{mux}(N_u)[dB] + 10\log_{10}(k+1) \quad (67)$$

と定義される。

またM-ary UW B方式での受信時にM=2<sup>m</sup>個の系列の中から系列を誤って選ぶ確率Peは、式(68)

$$P_e = 1 - \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right) \int_0^\infty 2 \exp\left( \frac{-u^2}{2} \right) \left[ 1 - \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{E_b/N_0 - u}{\sqrt{2}} \right) \right\}^M \right] du \quad (68)$$

と表される。例えば、前記した文献18に示される。

このPeとEb/N0、さらに式(15)を用いて、M-ary UW B方式のBERは以下式(69)のように表される。

$$BER = \frac{m}{m+1} \frac{P_e}{2} + \frac{1}{m+1} \left\{ \frac{P_e}{2} + \frac{1-P_e}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{E_b/N_0}{\sqrt{2}} \right) \right\} \quad (69)$$

次に、修正エルミート多項式に基づく直交するパルス波形について説明する。

エルミート多項式を次数が異なるもの同士直交するよう修正した関数を用いてuwb通信用のパルスを形成する文献として、例えば、文献13~15がある。

ここではModified Hermite Polynomial s (MHP) パルス波形の生成法とその特徴について説明する。

修正エルミート多項式の生成について示す。従来知られているエルミート多項式は、以下の式(70)で表される。

$$h_{e0}(t) = 1$$

$$h_{en}(t) = (-1)^n e^{\frac{t^2}{2}} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-\frac{t^2}{2}}) \quad (70)$$

例としてn=1からn=8までを式(71)に示す。

$$h_{e1}(t) = t$$

$$h_{e2}(t) = t^2 - 1$$

$$h_{e3}(t) = t^3 - 3t$$

$$h_{e4}(t) = t^4 - 6t^2 + 3$$

$$h_{e5}(t) = t^5 - 10t^3 + 15t$$

$$h_{e6}(t) = t^6 - 15t^4 + 45t^2 - 15$$

$$h_{e7}(t) = t^7 - 21t^5 + 105t^3 - 105t$$

$$h_{e8}(t) = t^8 - 28t^6 + 210t^4 - 420t^2 + 105 \quad (71)$$

この式の形では、次数の異なるエルミート関数同士がすべて直交するわけではないので、このエルミート関数に直交性を持たせるよう修正した式が以下の式(72)になる。

$$\begin{aligned} h_n(t) &= e^{-\frac{t^2}{4}} h_{en}(t) \\ &= (-1)^n e^{\frac{t^2}{4}} \frac{d^n}{dt^n} (e^{-\frac{t^2}{2}}) \end{aligned} \tag{72}$$

この修正エルミート多項式 (Modified Hermite Polynomials) には以下の式 (73) のような関係がある。

$$\begin{aligned} h_n(t) + (n + \frac{1}{2} - \frac{1}{4}t^2)h_n(t) &= 0 \\ \dot{h}_n(t) + \frac{t}{2}h_n(t) &= nh_{n-1}(t) \\ h_{n+1}(t) &= \frac{t}{2}h_n(t) - \dot{h}_n(t) \end{aligned} \tag{73}$$

この修正エルミート関数を利用し、生成した複数の次数の異なる MHP パルス を時間軸上でみると図 69、70 のようなパルス波形になる。また、図 69、70 の周波数特性は、図 71、72 のようになる。

10 このように、修正エルミート多項式を用いて複数の次数の異なるパルスを生成することができる。

MHP パルス波形の特徴 MHP パルス波形には以下に挙げる特徴がある。

15 次数の異なるパルス波形同士は、時間的に波形の中心がちょうど重なっているとき直交である。次数が異なっても、パルス波形の時間幅はほとんど変化しない。次数が高くなるにつれ、パルス波形の中心周波数は高周波数になる。次数が高くなるにつれ、パルス波形

の自己相関関数はピークが急峻になる。2つのMHPパルス波形は、次数が離れているほど相互相関関数が自己相関関数のピークに比べ全体的に値が小さくなる。

5 これらの特徴からMHP波形をUWB通信に用いる場合に、次数の高い波形の方が同期捕捉能力や測距能力が高いと考えられるが、Timing Jitter による受信時の同期ずれの影響に対する敏感であるとも考えられる。

10 MHPパルス波形の受信機内の波形とその性質について説明する。前記した文献には、MHP波形の特徴を生かしたUWB通信方式がすでに提案されている。しかしそれらの文献では、アンテナの入出力時における波形の変形は考慮されていない。

この送信波形にMHP波形を用いた場合の受信機中の波形とその周波数特性について示す。

15 式(3)、(12)より、次数nのMHPパルスの受信機中の波形は次式(74)で表される。

$$w_{rx,n}(t) = \left(\frac{1}{4}t^2 - \frac{1}{2} - n\right)h_n(t) \tag{74}$$

この時(受信機中)の時間波形は図73、74のようなパルス波形に変形している。図73は受信機中のMHP波形(0~3次)であり、図74は受信機中のMHP波形(4~7次)である。また、図71、72の周波数特性は、図75、76のように変化する。

20 これらのMHPの受信波形は前節で述べたMHPの特徴をほとんどそのまま持っているが、最も重要な特徴である次数の異なる波形間の直交性が、変化してしまう。実際に受信時の電力を正規化したMHP波形の時間的にちょうど重なる時の相互相関値を調べた表を

以下の表 8 に示す。

／	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	1.0	0	-0.78	0	0.25	0	0	0	0	0	0
1	0	1.0	0	-0.73	0	0.21	0	0	0	0	0
2	-0.78	0	1.0	0	-0.70	0	0.19	0	0	0	0
3	0	-0.73	0	1.0	0	-0.69	0	0.18	0	0	0
4	0.25	0	-0.70	0	1.0	0	-0.68	0	0.18	0	0
5	0	0.21	0	-0.69	0	1.0	0	-0.68	0	0.17	0
6	0	0	0.19	0	-0.68	0	1.0	0	-0.67	0	0.17
7	0	0	0	0.18	0	-0.68	0	1.0	0	-0.67	0
8	0	0	0	0	0.18	0	-0.67	0	1.0	0	-0.67
9	0	0	0	0	0	0.17	0	-0.67	0	1.0	0
10	0	0	0	0	0	0	0.17	0	-0.67	0	1.0

MTTP 波形式送信時の受信波形式間の相関値

結果をまとめると、受信 MHP 波形式には以下に挙げる特徴がある  
ことがわかる。

5 次数の異なる受信 MHP 波形式 2 波が時間的にちょうど重なって  
るとき、その 2 つの波形式の次数が奇数次同士、または偶数次同  
士であれば直交である。また、2 つの波形式の次数が奇数次同士、また  
は偶数次同士でも次数が 5 以上離れている時は直交である。

10 次数の異なる受信 MHP 波形式同士が奇数次同士、または偶数次同  
士の時、片方の波形式の次数を  $\eta$  とすると  $n + 2$ 、 $n - 2$  次の波形式  
は大きな負の相関を持つ。またその相関値は  $\eta$  が小さいほど絶対値  
が大きくなる。

15 次数の異なる受信 MHP 波形式同士が奇数次同士、または偶数次同  
士の時、片方の波形式の次数を  $n$  とすると  $n + 4$ 、 $n - 4$  次の波形式  
は小さな正の相関を持つ。またその相関値は  $n$  が小さいほど絶対値

が大きくなり、 $n$  次の波形式に対する  $n + 2$ （または  $n - 2$ ）次の波  
形式との相関値より絶対値が小さい。

スペクトル電力の直流成分がなくなり、低周波成分も小さく抑え  
られる。

5 次数が異なっても、受信 MHP 波形式の時間幅はほとんど変化しな  
い。

次数が高くなるにつれ、受信 MHP 波形式の中心周波数は高周波数  
になる。

10 次数が高くなるにつれ、受信 MHP 波形式の自己相関関数はピーク  
が急峻になる。

2 つの受信 MHP 波形式は、次数が離れているほど相互相関関数が  
自己相関関数のピークに比べ全体的に値が小さくなる。

15 以上で述べたように、受信 MHP 波形式では直交性に関して変化が  
起こるが、その他の性質はほぼ元の MHP 波形式そのままである。よ  
って直交性を利用して UWB 通信を行うことを考える場合、ここで  
述べた性質を考慮することが非常に重要である。

20 次に、修正エルミート波形式を用いた多値化による UWB-CDMA  
A 伝送方式について説明する。ここでは、MHP 波形式を UWB 通信  
の送信波形式として用いる方式で、従来方式より非同期接続環境での  
ビット誤り率を低減できる方式を、環境（同一チャネル内ユーザ数）  
に応じていくつが示し、それらのシステムの説明・比較を行う。

25 MHP を用いた多値化伝送方式について説明する。前記した文献  
15 では、MHP 波形式をユーザ識別の為に用いて、波形式同士の直交  
性からユーザ同期時の干渉除去を行うことを考えている。しかし、  
上記したように実際は受信時に波形式（性質）が変化してしまう上に、  
ユーザ間非同期時には特性が悪化する。そこで、MHP 波形式を送信



波形として用いる方式として受信時の性質まで考慮した方式を示す。

本発明の方式の目的の一つについて説明する。MHP波形は異なる次数同士が直交する性質を持っている。また、受信MHP波形は直交だけでなく負の相関、正の相関関係も持つ。よって、各ユーザに異なる波形を割り当てて同時に通信を行うことで他局間干渉を除く方式では、ユーザ同期時でないと特性が悪化してしまうため非同期多元接続通信には有効でないと考えられる。

そこで、MHP波形の使用法として多値伝送方式に用いた場合について示す。ユーザは異なる次数  $M = 2^k$  個の波形の中から送信したい  $K$  ビットのデータに対応する 1 種の MHP 波形を選び、送信する。

受信機では  $M$  個の異なる次数の受信 MHP 波形に合わせたテンプレート波形を持つ相関器を用意し、その各相関器の出力の中から最大出力となるものを選び、その相関器に対応するデータを復調する。

このシステムは前記した  $M$ -ary UWB と非常に似たシステム構成となる。

また、ユーザの識別は従来方式でも使用されている、ユーザ固有の TH 系列に合わせた時間シフトを各パルスに施すことにより行う。

このようにパルス列に複数ビットを割り当てることにより、 $M$ -ary UWB 方式と同じように伝送速度を揃えたときの他局間干渉が低減され、ビット誤り率を下げることができる。

送受信システムの構成について説明する。多値化 UWB 伝送方式の送信ブロック図を図 77 に示す。図 77 は MHP 波形を用いた多値化伝送方式の送信側のシステム構成図である。

この方式では、まず送信データに応じて送信する波形の次数を決定し、そのユーザの持つ TH 系列に合わせたタイミングで決定した次数の MHP パルスを送信する。従って 1 番目のユーザの送信信号

$S_{tr}^{(1)}(t^{(1)})$  は次式 (75) で表される。

$$s_{tr}^{(1)}(t^{(1)}) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_{tr_n}(t^{(1)} - jT_f - c_j^{(1)}T_c) \quad (75)$$

ただし  $t^{(1)}$  は送信器のクロックタイム、 $T_f$  はパルス反復時間、 $T_c$  はタイム・ホッピング (TH) のチップ長、 $c_j^{(1)}$  は  $k$  番目のユーザの  $j$  番目の TH 系列、 $w_{tr_n}(t)$  は送信された次数  $n (= 0, 1, \dots, M-1)$  の MHP パルス波形である。

また、この時の受信信号は次式 (76) で表される。

$$r(t) = A_1 \sum_{j=0}^{N_s-1} w_{tr_n}(t - \tau_1 - jT_f - c_j^{(1)}T_c) + n_{tot}(t) \quad (76)$$

ここで  $A_1$  1 番目のユーザの送信機からの信号  $S_{tr_n}^{(1)}(t - \tau_1)$  が受信機においてどれほど減衰しているかの値を示す。また、 $\tau_1$  は受信機のクロックと 1 番目のユーザの送信機クロックの非同期値を示し、 $n_{tot}(t)$  は他局間干渉と受信白色ガウス雑音を含めた成分を表す。また、受信時はアンテナ入出力時の時間微分の関係により、波形が次数  $n$  の 2 階微分 MHP 波形  $w_{tr_n}''(t)$  に変化する。

受信器において同期が完全であると仮定し、説明を進めるうえで  $k = 1$  番目のユーザによって送信されたデータ復調について考えるものとする。受信機ブロック図を図 78 に示す。

受信機では、送信側で用いた 0 から  $M-1$  次までの MHP 波形の 2 階微分波形をテンプレート波形として全て ( $M$  個) 用意し、それぞれを受信ユーザの TH 系列に合わせた時間シフトさせる。それらと受信信号の相関を取り、 $M$  個の相関器出力の中から最大相関出力となる相関器に対応するデータを受信データとして復調する。

次に、MHPを用いた他局間干渉低減方式について説明する。前記文献15でMHP波形を用いたユーザ同期時の他局間干渉除去方式が提案されている。しかし、非同期通信時はこの方式では他局間干渉を除去できないことを前記している。ここでは、非同期通信での他局間干渉の除去の為に、MHP波形の直交性ではなく次数の違いによる相互相関の絶対値の低さに注目し、新しい他局間干渉除去方式を示す。

この方式の別の目的について説明する。MHP波形（受信MHP波形）の性質を生かす多値化伝送方式とは別の方法として、やはりユーザに異なる波形を割り当ててする方法も考えられる。しかし、非同期多元接続時のBERを低減することが目的なので、ただ直交する波形をそれぞれに割り当てるというだけではなく、TH系列による時間シフトも併用する方式を示す。

さらに、この方式では、ユーザ非同期時のBER特性を良くする為に、各ユーザには全てのパルス時間ずれ衝突に対して相関の比較的低い波形を割り当ててやることで、パルス衝突時の干渉を従来の方式よりも減らすことを目的としている。またデータ変調は、ユーザに複数のパルスを割り当てて、PSM（パルス波形変調）により行う。

この方式の上記目的に対応した送受信システムについて説明する。この方式では、各ユーザにそれぞれあらゆる時間ずれに対して相互相関の小さい波形をそれぞれ割り当ててすることで、パルス衝突時の他局間干渉を低減する。受信MHP波形では、次数が離れているほど相互相関が小さくなる性質があるので、ユーザにそれぞれ次数の離れたMHP波形を割り当ててすることで、前記した非同期多元接続環境での他局間干渉低減を実現する。

このシステムでの送受信システムは前記した送受信システム（図77, 78）とほぼ同じである。異なるのは、各ユーザが異なる波形を用いる為、送信時に選ぶ波形の次数がユーザによって異なるという点である。

また各ユーザには複数の波形を割り当て、それらの波形にデータを対応させPSMにより通信を行うことを考えるが、1人のユーザに割り当てる波形同士は時間ずれが0の時の性質のみを考えれば良く、あらゆる時間ずれに対して相互相関の小さい波形を割り当てる必要はない。これは受信時にあるユーザの信号の同期がとれているとするとそのユーザの持つテンプレート波形とは、時間ずれなしで相関をとることができると考えられるからである。

そこで、1人のユーザに割り当ててる波形を決定する時の基準（ルール）を以下のように決める。

(1) 1ユーザに最低でも2つのMHP波形を割り当てて、その2つの波形は片方の次数を $\eta$ とした時、もう1つの波形の次数は $\eta + 2$ で表される波形の組である。

(2) 異なるユーザは必ず別々のMHP波形（の組）を割り当てられる。複数のユーザが同じ次数のMHP波形を使うことはない。

(3) 異なるユーザはできるだけだけ次数の離れた波形（の組）を使う。ユーザ数が多くなってきた場合は、同じ波形さえ使わないならば、多少次数が近くてもよい。

このシステムでの干渉低減のイメージを図79に示す。次に、計算機シミュレーションによる性能評価について説明する。本発明の方式の評価を計算機シミュレーションにより行う。受信機では、希望ユーザの信号と同期がとれていると仮定してシミュレーションを行い、結果を次に示す。

環境毎の提案方式の比較について説明する。まず、使用できるMHP波形の次数を固定（0次～15次）し、ユーザ数を変えた非同期多元接続環境においてビットレート・ビット当りの送信電力を一定とした時の最適な（最もBERの低い）方式を調べる為、計算機シミュレーションによる比較を行う。

ここで比較する本発明のシステムをユーザ数毎に説明する。ただし前記した多値化UWB伝送方式（a方式とする）ではユーザ数により1人のユーザが使用する波形の次数、多値数などは変わらない。以下に他局間干渉低減方式（b方式とする）を適用する場合の具体的な説明を示す。

はじめに、2ユーザの場合について説明する。ユーザ1には次数0、2次の波形を、ユーザ2には次数13、15次の波形を割り当てる。各ユーザは割り当てられた2つの波形にそれぞれ0、1のデータを対応させ、伝送する。受信側ではユーザ1用には0、2次の受信MHP波形をテンプレート波形として用意し、相関出力を比較して受信波形の次数を決定しデータを復調する。ユーザ2に対して同様である。

次に、4ユーザの場合について説明する。ユーザ1には次数0と2、ユーザ2には次数4と6、ユーザ3には次数9と11、ユーザ4には次数13と15のMHP波形をそれぞれ割り当てる。後は、前記と同様に割り当てられた波形にそれぞれ0、1のデータを対応させて伝送し、受信機では受信波形に合わせたテンプレート波形との相関により送信データを判別する。

次に、8ユーザの場合について説明する。ユーザ1に次数0、2、ユーザ2に次数1、3、ユーザ3に次数4、6、ユーザ4に次数5、7、ユーザ5に次数8、10、ユーザ6に次数9、11、ユーザ7

に次数12、14、ユーザ8に次数13、15のMHP波形をそれぞれ割り当てる。変復調方式は前記と同様に行う。シミュレーションの条件の緒元を以下の表9に示す。

ユーザ数	2,4,8人
パルス幅	1.0ns
使用MTP次数	0~15次
フレーム長	10ns
ビットレート	100Mbps
伝送割合	k=1~4bit/symbol
パルス反復回数(N <sub>r</sub> )	k
サンプリング間隔	0.01ns
試行回数	50000bit
伝播路	AWGN
F <sub>0</sub> /N <sub>0</sub>	0~20dB

提案方式比較シミュレーション諸元

図80に示す、比較シミュレーション結果のように、2、4、8ユーザ時全での場合において多値化伝送方式（a）の方が、他局間干渉低減方式（b）よりBERが低くなる。これは多値化伝送を行うことにより、伝送速度を変えずにパルスの反復回数やタイムフレーム長を長くすることが可能である為、パルスの衝突確率を低くできる多値化伝送方式の方が、ヒットした時の干渉を低く抑える他局間干渉低減方式よりも効果が大きいかからであると考えられる。

以上の結果より、非同期多元接続においてMHP波形を用いたUWB通信方式、多値化UWB-CDMA方式として、（a）の多値化伝送方式がより有効である。次に、従来方式と本発明の方式の比

較シミュレーションの結果を示す。

ここでは、本発明の方式であるMHP波形を用いた多値化UWB-CDMA伝送方式と従来方式とのEb/No対BER特性の比較を行う。従来方式としては、2値PPM方式とM-ary/UWB方式を用いる。全ての方式において、ユーザ数・ビットレート・パルス幅を揃え、本発明の方式とM-ary/UWB方式は多値数を揃えた条件で比較を行う。

シミュレーションの条件の緒元を以下の表10(1)、11(2)に示す。

ユーザ数	1,10人
使用パルス幅	1.0ns
使用多値化系列(M-ary/UWB)	ウォルシュ系列
使用次数(提案方式)	0~15次
ビットレート	33.3Mbps
サンプリング間隔	0.01ns
試行回数	50000bit
伝播路	AWGN
$E_b/N_0$	0~20dB

従来方式との比較シミュレーション諸元(1)

	提案方式	M-ary/UWB	2値PPM(BPPM)
伝送割合 $k$ (bit/symbol)	4	4	1
パルス反復回数 $N_r$ (回)	$4(=k)$	$8(=2^{k-1})$	$1(=k)$
タイムフレーム長 $T_f$ (ns)	30	15	30

従来方式との比較シミュレーション諸元(2)

図81に示す従来方式とM-ary/UWB方式との比較シミュレーション結果で示すように、提案方式は2値PPM方式・M-ary/UWB方式と比較して1ユーザ時、10ユーザ時に良好なBER特性を示している。

1ユーザ時はM-ary/UWB方式と同様に、1シンボルで1ビット送るBPPMよりも多値数が多いほどBER特性が良くなる。これは受信時に送信データ以外に対応する相関器出力が0もしくは負の相関である為、多値数を増やすほどEb/No時の1ビット誤る確率は低くなるのである。また、本発明の方式とM-ary/UWBで約1dBの差が見られるが、これは反復している各パルスを送る相関器1つの相関出力のSNRが受信時(相関器入力前)のSNRより1dB低くなるからである。本発明の方式では、送信データに対応する相関器1つの相関出力のSNRが受信時(相関器入力前)のSNRと同じであるので、M-ary/UWB方式より1dBだけ特性が良いのである。

また、10ユーザ時の特性の差は、パルスの反復回数とタイムフレーム長によって出たものである。本発明の方式では、BPPM方式と同じフレーム長で、多値数の分だけ反復回数を増やしている。

これに対し、M-ary/UWB方式では多値数kに対して反復回数が $2^{k-1}$ 回必要の為、前述した2つの方式よりもタイムフレームが狭くなっている。よってユーザ数に対し、十分なフレーム長が確保できていれば良いが、伝送速度を速めようとすると、このシミュレーション結果のようにパルスの衝突確率が高くなり、多ユーザ時の特性の悪化が大きいのである。

本発明の方式では、反復回数に制限がない為ユーザ数に合わせた



フレーム長を用意することでもマルチユーザ環境での特性の劣化を抑えることができるのである。

次に、本発明の方式の同期ずれに対する耐性について説明する。

ここでは、信号受信時の Timing Jitter の影響について説明する。

はじめに、修正エルミート波形の自己相関について説明する。これまででのシミュレーションでの比較において、受信機では希望信号との同期がとれていると仮定してきた。しかし、実際に起こりうる現象として、同期がとれた後も本来の希望タイミングから希望信号が時間的に多少ずれて受信することがある。このような場合本来の希望タイミングで受信した場合と比べ、ビット誤り率の劣化が考えられる。本発明の方式では、数種類のMHP波形を用いており、受信波形は従来用いられるモノサイクル波形より複雑な波形となる。そこで、同程度の同期ずれが起こった場合でも、従来方式と本発明の方式では特性の劣化具合の違いが見られると考えられる。以下、従来方式と本発明の方式では特性の劣化具合の違いについて説明する。

まず、受信MHP波形の自己相関関数を図82に示す。前記したように、受信MHP波形では高次の波形ほど自己相関関数のピーク付近が急峻になる性質がある。そこで計算機シミュレーションにより、従来方式と提案方式で同期ずれに対しての特性の劣化具合について説明する。今回、同期ずれの幅を  $[-0.01\text{ ns} : 0.01\text{ ns}]$ ,  $[-0.02\text{ ns} : 0.02\text{ ns}]$ ,  $[-0.05\text{ ns} : 0.05\text{ ns}]$ ,  $[-0.1\text{ ns} : 0.1\text{ ns}]$  と変えた時の、BERの変化をシミュレーションにより求める。

シミュレーションの条件の緒元を以下の表12に示す。

ユーザ数	1人
パルス幅	0.7ns
使用多値化系列(M-ary/UWB)	ウォルシュ系列
使用次数(提案方式)	0〜7次
ビットレート	62.5Mbps
伝送割合	3bit/symbol
サンプリング間隔	0.01ns
ずれ時間	0.01,0.02,0.05,0.1ns
試行回数	20000bit
$E_b/N_0$	0〜10dB

同期ずれ耐性比較シミュレーション諸元

図83の本発明による同期ずれの影響によるBERの変化nシミュレーション結果、及び図84のM-ary/UWB方式での同期ずれの影響によるBERの変化に示すように、モノサイクル波形のみを用いるM-ary/UWB方式では、0.01, 0.02ns程度の同期ずれが起こる場合でもBERに大きな変化はなく、0.05, 0.1ns程度の同期ずれになると大きくBERが悪化する。一方、MHP波形を用いた本発明の方式では、0.01nsの同期ずれが起こる場合でも、同期ずれなしの場合と比較して大きくBERが悪化してしまい、さらに同期ずれの時間幅が広くなると、BERは送信電力を上げてもほとんど下がらなくなってしまう。したがって、修正エルミート波形を用いたUWB-CDMA伝送方式を2つのアプローチにおいて、「MHP波形を用いた多値化UW



75

B伝送方式」がより非同期多元接続時に特性が良い。この本発明の方式では、受信時の波形の変形も考慮にいれ、MHP波形を用いた時にその特性を利用した多値伝送を行うことで、既存の多値化方式であるM-a r y / U W B方式よりE b / N oに対するビット誤り率特性において優れた特性を得ることができる。

しかしながら、この比較においてパルスの時間幅を揃えた条件は使用帯域幅が異なり、本発明の方式は従来方式よりも広い帯域を使用していたことも、良い特性が得られた一因であると考えられる。

また、T i m i n g J i t t e rの影響による同期ずれを考慮した時に、この方式は特性の劣化が激しいという問題点も含んでいる。

次に、本発明の第3の態様について説明する。第3の態様は、時間幅が短いパルスを送信するU W B通信において、所望の周波数特性を周波数領域で展開し、展開した周波数領域の成分を形成する時間パルスの中から選択した複数の時間パルスを組み合わせることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成する。

前記したように、現在様々な無線通信方式が存在し、それぞれのシステムは他システムへの干渉にならないようそれぞれが異なる周波数帯域を割り振られている。しかしながらU W Bの使用周波数帯域幅は数G H zにもなるためにU W B方式は既存の無線通信システムと周波数帯域を共有することが前提となる。よって従来の狭帯域無線通信との干渉をいかに押さえるかがU W Bの課題として挙げられる。例えば、2002年2月米国連邦通信委員会(F C C : F e d e r a l C o m m u n i c a t i o n s C o m m i s s i o n)はU W Bが及ぼす他システムへの干渉を抑制するために送信電力制限を公開している。これによると、U W Bは2つの帯域[0 -

76

0 . 9 6 G H z], [3 . 1 - 1 0 . 6 G H z]で最大出力が-41 d B m / M H zに制限され、他の帯域ではその1 / 1 0 0程度の出力しか許可されていない。現在2 . 4 G H z帯周波数を使用するスペクトル拡散方式の無線L A Nでは電波の送信制限は1 0 d B m / M H zである。

つまり1 M H z当たりのU W B出力は2 . 4 G H z帯を使用するL A Nに比べて最大でも1 0 - 5程度とスペクトル電力密度が非常に小さいことがわかる。これはU W Bが搬送波を用いず、インパルスによる通信のために生ずるU W Bの一つの特徴である。また、許可されている送信電力でも実際にF C Cが商用U W Bデバイスとして使用を認めているのは現在のところ[3 . 1 - 1 0 . 6 G H z]帯のみである。それはF C Cが、A M / F Mラジオ、テレビ局、旧式携帯電話ネットワークで使用される9 6 0 M H z以下の周波数を利用するU W Bデバイスに対して厳しい制限を課しているからである。

U W B方式には従来の通信とは異なるスペクトルマスクが用意されている。すなわち、U W B通信での新たな課題としてこのスペクトルマスク内においてどのように信号、つまり波形の設計を行うかが挙げられる。新たなU W B波形設計を考える上において前提にすることとして、P P M ( P u l s e P o s i t i o n M o d u l a t i o n)、つまりパルスの位置により変調する方式を用いること、ユーザごとにT H系列によりパルスをT H ( T i m e H o p p i n g)させることがある。

また、U W B通信における波形設計を考えるとき、考慮すべきことには大きく分けて次の3つのことが挙げられる。第一はU W Bパルスとして超短パルスであることである。これは、時間的に伸びた

パルスはマルチユーザ環境になった場合の他局間干渉の影響を増大  
させるパラメータとなるからである。第二はスペクトルマスク内で  
最大限電力を稼ぐようなパルスである。これは、1ビットを送信す  
るためのパルスの数を減らすことができ、結果としてUWB通信路  
5 容量の向上をはかることができる要因になる。第三はパルスの微分  
特性を考えることである。FCCの制限によるとUWBの出力制限  
は送信時の電力の規制ではなく、通信路での利得、損失、送信アン  
テナの利得などUWB信号の受信時の電力規制である。通常パルス  
はアンテナからの送信時、受信時に微分される関係にある。搬送波  
10 を用いる通信の場合は2回微分された受信波形も送信波形と位相の  
逆のみで波形そのものが変わることがないが、UWBの場合は波形、  
周波数特性が大きく変わる。そのために2回微分の特性を考慮して  
送信波形を決定する必要がある。

現在検討されているI m p u l s eを用いたUWB方式の場合、  
15 出力制限下で周波数利用率が良いパルスとはいいたい。そこで、  
ここでは送信電力制限下で上記3つのことを考えたパルスを示す。

以下、前記と繰り返しとなるが、UWBの原理、特徴、またF C  
Cによる出力制限について説明する。これは、ここでは、第3の態  
20 様が、所望の周波数特性を周波数領域で展開し、展開した周波数領  
域の成分を形成する時間パルスの中から選択した複数の時間パルス  
を組み合わせてることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス  
形状を生成するために、フーリエ展開を用いた信号の表現を行うた  
めである。

その後、送信電力制限下で出力を最大にするパルス設計の手順、  
25 システム、パルスジェネレータについて説明し、送信電力制限下で  
I m p u l s eを用いたUWBと本発明のパルスを用いたUWBシ

システムの解析、性能評価について説明する。

はじめに、UWBの原理において、UWBの送信信号および変調  
方式について説明する。ここで示すUWBシステムについては、例  
え、文献3に示されている。

6 このUWBシステムにおいて、k番目のユーザの送信信号  $s_{tr}^{(k)}$   
(  $t^{(k)}$  ) は次式 ( 7 7 ) のように表される。

$$s_{tr}^{(k)}(t^{(k)}) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_{tr}(t^{(k)} - jT_f - c_j^{(k)}T_c - d_j^{(k)}\delta) \quad (77)$$

ただし、  $t^{(k)}$  はクロックタイム、  $T_f$  はパルス反復時間、  $T_c$  は  $T$   
H ( T i m e H o p p i n g ) のチップ長、  $c_j^{(k)}$  は k 番目のユ  
ーザの j 番目の T H 系列、  $d_j^{(k)}$  は k 番目のユーザの j ホップ目の  
10 情報系列、  $w_{tr}(t)$  は送信されるガウス波形である。 k 番目のユ  
ーザの送信機からはそれぞれ異なる時間だけシフトされた複数のパ  
ルスが送信される。ここでそれぞれのパラメータについて説明する。

( 1 ) パルス反復時間において、各ユーザはタイムフレームとい  
15 う一定間隔のフレーム内に 1 パルスを送信する。

( 2 ) T H チップ長において、タイムフレームは複数のスロット  
に分割され、各ユーザはタイムフレーム内のどのスロットでパルス  
を送信するかを T H 系列によって決定する。

( 3 ) T H 系列において、ユーザ数が増えると、ユーザ同士のパ  
ルスが衝突し他局間干渉を引き起こす。そこで T H 系列という 1 ,  
20 0 のランダム系列を用いてユーザごとに異なるシフトパターンを構  
成する。 T H 系列にしたがい各ユーザはタイムフレーム内で送信す  
るスロットを決定する。

( 4 ) 情報系列は 0 , 1 の系列である。 UWB においてはそのパ

ルス位置によって送信データを判定する。つまり、1を送信するに  
は  $W_{tr}(t^{(k)} - jT_f - c^{(k)}T_c - \delta)$  を送信する、また、0を送信  
するには  $W_{tr}(t^{(k)} - jT_f - c^{(k)}T_c)$  を送信する。

すなわち、この場合UWBの変調方式は送信データによってパル  
スの送信時間をずらすPPM(Pulse Position M  
odulation:パルス位置変調)ということがいえる。

(5) ガウス波形については、図85に送信波形となるガウス波  
形を示している。また、図86は、UWB送信機構成の構成例を  
示している。

次に、UWB受信機での処理について説明する。図85に示す送  
信波形が送信され、受信アンテナに入るまでに波形は2階微分され  
る。つまり、理想的な受信波形を  $W_{re}(t)$  とすると式(78)

$$w_{rec}(t) = \frac{d^2 w_{tr}(t)}{dt^2} \quad (78)$$

となり、受信波形は図87、受信波形の周波数特性は図87のよう  
になる。

UWB受信機においては受信された波形からデータの復号をする。  
すなわち、受信された波形を処理し、情報が0か1かの判定をする。  
UWB受信機内処理を図89ブロック図に示す。ただし、反復回数  
(1ビットを送信するために必要なパルス数)をNsとする。受信

機内での処理について説明する。

(1) UWB送信側で各ユーザに割り振られたTH系列を用いて、  
各送信パルスにタイミングを合わせて図90の相関波形  $W_{cor}(t)$   
を用意する。ただし、これは同期が完全であるとする。受信波形を  
 $r(t)$  とすると式(79)で表される。

$$r_1(t) = A_1 w_{rec}(t - \tau_1 - jT_f - c_{j1}T_c - D_{j1}) + n_{uf} \quad (79)$$

干渉成分  $n_{uf}$  を他局間干渉(ユーザ数Nu)と雑音の加算、すなわ  
ち式(80)

$$n_{uf} = \sum_{k=2}^{N_u} A_k w_{rec}(t - \tau_k - jT_f - c_{jk}T_c - D_{jk}\delta) + n(t) \quad (80)$$

とし、また  $A_k$  は通信路による減衰を表す定数とする。この時ユーザ  
1の相関波形として式(81)

$$w_{cor}(t) = w_{rec}(t - \tau_1 - jT_f - c_{j1}T_c) - w_{rec}(t - \tau_1 - jT_f - c_{j1}T_c - \delta) \quad (81)$$

を受信側のフィルタとして用意する。

(2) 各パルスごとに受信波形と相関波形の相関値を求める。

(3) 反復回数分のパルスの相関値の合計が、0より大きいならば  
送信情報を0と、0より小さいなら1と判定しデータの復号とする。

ユーザ、かつ伝送データ  $D_{j1}$  が独立な乱数の場合は最適受信機は相  
関受信機で式(82)、(83)

$$\sum_{j=1}^{N_s} \int_{\tau_1 + jT_f}^{\tau_1 + (j+1)T_f} r(t) w_{cor}(t) dt \geq 0$$

$$\Rightarrow D_{j1} = 0 \quad (82)$$

$$\sum_{j=1}^{N_s} \int_{\tau_1 + jT_f}^{\tau_1 + (j+1)T_f} r(t) w_{cor}(t) dt \leq 0$$

$$\Rightarrow D_{j1} = 1 \quad (83)$$

となる。

次に、UWB受信信号の周波数特性について説明する。

単一のUWBパルスの周波数特性とTH (Time Hoppl ng) する複数のUWBパルスの周波数特性について、フーリエ変換のシフト定理を用いて特性を解析する。単一パルス f ( t ) のフ

ーリエ変換を F ( j w ) とすると式 ( 8 4 ) となる。

$$F(jw) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-jwt} dt \quad (84)$$

次に同じパルスが時間  $\tau$  遅れて受信された場合、 f ( t -  $\tau$  ) のフーリエ変換は式 ( 8 5 ) となる。

$$\begin{aligned} F'(jw) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t-\tau)e^{-jw(t-\tau)}e^{-jw\tau} dt \\ &= e^{-jw\tau} \int_{-\infty}^{\infty} f(t-\tau)e^{-jw(t-\tau)} dt \\ &= e^{-jw\tau} \int_{-\infty}^{\infty} f(t')e^{-jw(t')} dt' \\ &= e^{-jw\tau} F(jw) \end{aligned} \quad (85)$$

したがって、これら2つのパルス f ( t ) , F ( t -  $\tau$  ) を1組としてフーリエ変換すると、式 ( 8 6 ) となる。

$$\begin{aligned} F(jw) + F'(jw) &= (1 + e^{jw\tau})F(jw) \\ &= [(1 + \cos w\tau) - j \sin w\tau]F(jw) \end{aligned} \quad (86)$$

フーリエ変換は実部と虚部の2乗和で表されるので結果として出力は式 ( 8 7 ) となる。

$$\begin{aligned} abs[F(jw) + F'(jw)] &= (1 + \cos w\tau)^2 + (\sin w\tau)^2 \\ &= 2 + 2 \cos w\tau \end{aligned} \quad (87)$$

よって2つのパルス和をフーリエ変換すると周期的に振動する関数として求めることができた。これをN個のパルスに拡張する。k番目のパルスが  $\tau_k$  だけ遅延して受信されるとすれば、そのフーリエ変換は先ほどと同様に式 ( 8 8 ) となる。

$$F_k(jw) = e^{-jw\tau_k} F(jw) \quad (88)$$

ゆえにTHされたN個の受信パルスのフーリエ変換は式 ( 8 9 )

$$\sum_{k=1}^N F_k(jw) = abs[1 + \sum_{k=2}^N e^{-jw\tau_k}] F(jw) \quad (89)$$

となる。

これはUWBパルスの受信時の周波数特性である。これよりパルスの周波数特性の包絡線は1パルスの時とさほど変わらないことがわかる。ただし、パルスの数、遅延時間によってビークが出る周波数帯域などが存在する。つまり、UWBパルスN個の周波数特性はパルス1つの周波数特性に依存する。そこで、ここでは1つのパルスの生成及び周波数特性を評価、解析する。

次に、スペクトルマスクについて説明する。なお、以下ではFCCによるスペクトルマスクについて説明する。

UWBはもとも1950年代米国の軍事レーダ技術として研究され、米国では米連邦通信委員会 (FCC: Federal Communications Commission) と呼ばれる1930年代から無線及び、有線通信の制限をするために活動している機関がある。周波数は有限の資源であるため、干渉がないような通信を確立するのが目的である。

さらにUWBの場合、周波数帯域を既存の狭帯域通信と共有する

ためにその出力制限は非常に小さい。そのFCCから2002年2月14日にUWBに対して以下のような出力制限が公開された。実際のところはFCCが商用UWBデバイスとして使用を認めているのは[3, 1-10. 6GHz]帯である。また、この電力制限では送信電力が図91のFCCによるUWB制限を満たせばいいというものではない。すなわち、通信路での減衰や送信アンテナ利得を考慮した形での出力制限である。ここにはUWBと既存の狭帯域通信についての大きな違いがある。それは帯域幅の違いである。これがどういうことになるか、式を用いて説明する。ある送信パルスf

10 (t) のフーリエ変換が式(90)

$$F(jw) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (90)$$

とすると、f(t)の一階微分のフーリエ変換F<sup>(1)</sup>(jw)は式(91)

$$F^{(1)}(jw) = jwF(jw) \quad (91)$$

15 となる。ゆえに2階微分、つまり受信波形のフーリエ変換F<sup>(2)</sup>(jw)は式(92)となる。

$$\begin{aligned} F^{(2)}(jw) &= |j^2 w^2 F(jw)| \\ &= w^2 F(jw) \end{aligned} \quad (92)$$

すなわち、受信波形のフーリエ変換は、(送信波形のフーリエ変換) × (ω<sup>2</sup>)

で表されることがわかる。

ここで狭帯域通信の場合、帯域幅が狭いために2回微分しても受信波形の周波数特性の概形はくずれないがUWBの場合は異なる。つまり、超広帯域であるために受信波形は周波数によって減衰、増幅されるのである。つまり、この2回微分特性を考慮してUWBのパルスを求める必要がある。

次に、FCC等の送信電力制限(スペクトルマスク)下で最大出力できるパルス、およびそのシステムについて説明する。ここでは、3つの設計基準に分けて説明する。

10 はじめに、第1の設計基準である、電力制限下で出力を最大にするパルスについて説明する。1つめの設計基準は、FCC等のスペクトルマスクの制限下(以下、FCCのスペクトルマスクについて説明する)で出力が最大になるUWBパルスを求めることである。

15 まず、FCCのスペクトルマスクを逆フーリエ変換し、時間波形としてどのようなになっているかを確認するために逆フーリエ変換する。図91に示したスペクトルマスクは矩形波の加算で表される。そこでこれを逆フーリエ変換し、時間波形を見ることを考える。この関係は式(93)で表される。

$$\begin{aligned} F(jw) &= \int_{-\infty}^{\infty} [FCCmask] dt \\ &= \sum_{n=-N}^N a_n \cos(w_n t) \cdot \frac{\sin(w'_n t)}{t} \end{aligned} \quad (93)$$

20 したがって、FCCの送信電力制限は時間軸上ではsinc関数の集合で表現できる。図91のFCCの出力制限は、区間[0-0.96GHz], [3, 1-10.6GHz]が他の区間に比べて100倍



～1000倍の出力が許可されている。また、文献19には、GPS (Global Positioning System) では FCC送信電力制限以下でもUWBの干渉が無視できないことが明らかにされている。そこでこの2つの区間を主に考え、他の区間の逆フーリエ変換は考慮しない。つまり式(94)

$$F(jw) = \int_{-\infty}^{\infty} [FCCmask]dw$$

$$= A[\cos(0.048 \times 10^{-2}\pi t) \times \frac{\sin(1.10 \times 10^{-2}\pi t)}{\pi t}]$$

$$+ B[\cos(13.7 \times 10^{-2}\pi t) \times \frac{\sin(6.5 \times 10^{-2}\pi t)}{\pi t}] \quad (94)$$

とする。前者は区間[0-0.96GHz]、後者は区間[3.1-10.6GHz]の周波数特性を持つパルスである。

また、sinc関数は周波数特性を矩形波にするには無限大の時間を要する。UWBパルスとして有限の時間でsinc関数を表現すると周波数軸上できれいな矩形波にはならずサイドロープが生じてしまう。この問題を解決する手段として、バンドパスフィルタによってサイドロープを低減する。すなわち、ある周波数特性F(jw)を持つ時間波形f(t)をf(t)自身で畳み込み積分することにより所望の周波数特性精度を向上させることである。式で表現すると式(95)で表される。

$$f'(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)f(t-\tau)d\tau$$

$$= f(\tau)*f(t-\tau) \quad (95)$$

この時f(t)'の周波数特性F'(jw)は式(96)

$$F'(jw) = F(jw)^2 \quad (96)$$

となる。

つまり時間領域での畳み込み積分は周波数領域での積になることを利用して所望の周波数特性により近い形にする。これにより、メインロープに対してサイドロープが1/100あった場合でも1/10000に押さえることができる。

また、所望の周波数特性又は近似する周波数特性を逆フーリエ変換すると、複数の時間波形の加算により表される。これらの複数の時間波形の中から選択した複数の時間波形を組み合わせてことにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成することもある。逆フーリエ変換で得られた時間波形の内から選択する時間波形の組み合わせを調整することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルスを生成する。なお、逆フーリエ変換に用いる元の周波数特性は、所望とする周波数特性に限らず、この所望の周波数特性又は近似する周波数特性としてもよい。

次に、受信波形の周波数特性を考慮した送信波形について説明する。

前記では、FCCによるUWB出力制限を逆フーリエ変換し、その時間波形を求めている。ここでは、送信から受信までの遅延を考慮に入れる。つまり2つめの設計基準である、パルスの送受信時の周波数特性の変化を考慮してパルスを求める。

式(94)で求めた時間波形が受信波形と仮定すると、送信波形は式(94)の2回積分となる。しかし、積分を考えると一般にはパルスにならず積分定数をも考慮に入れる必要がある。そこで式(94)の時間波形を送信波形として、よりスベクトルマスクに近い受信波形を考慮する。

前記したように、(受信波形の周波数特性) = (送信波形の周波数

特性) × (ω<sup>2</sup>) となり、周波数ごとに減衰あるいは増幅する。

図 9 2 に示す F C C のスペクトルマスクに対して、図 9 3 に F C C のスペクトルマスクにマッチしたパルスとして送信した場合の受信波形周波数特性を示す。

図 9 3 は、送信波形がスペクトルマスクにマッチしていても受信波形は周波数が高い部分で大きく制限を越えてしまうことを示している。そこで 2 つめの設計基準を満たすために、周波数帯域を複数に分割して複数のパルスを組み合わせて F C C の制限にマッチさせる。

現在は、F C C が商用 U W B デバイスとして使用を認めているのは 3 . 1 G H z 以上の周波数帯域である。そこで、ここでは U W B パルスとして使用する周波数帯域を [ 3 . 1 - 1 0 . 6 G H z ] とする。この区間内でも周波数帯域が広いために周波数ごとの特性変化が著しい。そこでこの区間を帯域幅が等しい N 個の周波数区間に分割し、送信電力を変えた N 個のパルスの加算で F C C の出力制限を満たすことを考える。図 9 4 は、N 個の周波数区間のパルスを加算することで所望のスペクトルマスクを満たすパルス波形を形成する概念図を示している。

また、微分特性を考慮すると周波数が高いほどサイドローブが大きくなるので、ここからは [ 3 . 1 - 9 . 8 5 G H z ] 帯のみを考える。以上から送信波形 f ( t ) は次式 ( 9 7 ) で表すことができる。

$$f(t) = \sum_{k=1}^N f_k(t) \tag{97}$$

関数 f ( t ) はパルス時間波形を決める関数であり、適切な核関数 (kernel function) を選択し、この核関数を元に展開又は合成す

ることにより構成することができる。関数 f ( t ) は搬送波を用いた構成とする他に、Impulse Radio と呼ばれる搬送波を用いない構成とすることもできる。

搬送波を用いて構成する場合には、核関数として例えば三角関数を選択する。三角関数を搬送波として用い、周波数 f の異なる sin ( 2 π f t ) を重ねることにより、各帯域 (band) を占めるマルチバン ド方式を実現することができる。

[ f L - f H ] の帯域を使用した場合を想定した場合には、上記式 ( 9 7 ) の波形 f ( t ) の一般式は、以下の ( 9 8 ) , ( 9 9 ) により表すことができる。

$$f_k(t) = a_k \times \cos[2\pi(f_L + \frac{(1+2k)(f_H-f_L)}{2N})t] \times \frac{\sin((f_H-f_L)\pi t)}{N\pi t} \tag{98}$$

$$a_k = \frac{C}{(f_L + k \times \frac{f_H-f_L}{N})^2} \tag{99}$$

ただし、C は N に依存する定数とする。帯域幅が等しい複数の区間に分割することはパルス発生装置の単純化の手助けとなる。

図 9 4 は、三角関数を搬送波とした場合を概念的に示しており、例えば周波数 f が 3 . 1 G H z から 1 0 . 6 G H z の周波数区間を N 区間に分割し、各区間を周波数が式 ( 9 8 ) で表され、波高値が式 ( 9 9 ) で表される sin 波を重ね合わせることによって構成することができる。

また、搬送波を用いない Impulse Radio の構成では、ガウス関数やヘルミート関数などな核関数として用いることができる。これによって、その周波数スペクトルの所望の帯域にノッチ部分

(Notch)を作ったり、電波法などの送信出力制限を表すスペクトルマスクを最大限に満足するパルス波形を合成することができる。

ここでは、上記のように、周波数を共用するシステムへの干渉を避けたり、国や地域による電波法等の各種の周波数上の規制（スペクトルマスク）に適應するように、スペクトル特性をソフトウェアによって変更する方式を Soft Spectrum Adaptation（SSA）と称することにする。

図95はパルス生成回路の基本的な構成例を示している。また、本発明に用いるパルスおよび周波数特性を図96～図99に示す。一例として帯域〔3.1-9.85GHz〕を15個に分割してパルスを生成する。

図96～図99を見ると、時間幅が10nsの場合は使用帯域に対してサイドローブがない状態である。なお、時間幅3nsの場合は周波数特性がスペクトルマスクにマッチする最小の時間幅である。

これらの図に示す関係は、時間幅を長くすれば、周波数特性はスペクトルマスクにマッチするが、UWBのパルスとしては適さないというトレードオフの関係を示している。そこで、本発明パルスを3nsのパルスをUWB用パルスとして性能評価で示す。

ここで、従来方式を用いたUWB出力帯域制限について説明する。UWB信号を現在さまざまな通信方式で用いられるバンドパスフィルタを用いることによりFCCのUWB出力制限にあてはまるUWB信号を用い、本発明のパルスとの比較対象として、一つのモノサイクル波形でバンドパスフィルタを用いた場合どの程度電力を稼ぐことができるのかを計算機シミュレーションで確認する。

ここでは、FIRフィルタでのBPPF（Band Pass Filter）の設計を説明する。UWBの送受信器はアナログである

が、シミュレーションのプログラムの便宜上以下の式（100）で表されるフィルタ係数 $h(n)$ のBPPFとする。

$$h(n) = 2\cos(w_0 n) \times \frac{\sin(w_c n)}{\pi n} \quad (100)$$

ここで、サンプリング周波数を $f_{\text{samp}}$ 、通過帯域を周波数軸上で区間〔 $f_L$  :  $f_H$ 〕とし、パラメータは以下の式（101）～（104）である。

$$w_L = 2\pi \frac{f_L}{f_{\text{samp}}} \quad (101)$$

$$w_H = 2\pi \frac{f_H}{f_{\text{samp}}} \quad (102)$$

$$w_o = \frac{w_H + w_L}{2} \quad (103)$$

$$w_c = \frac{w_H - w_L}{2} \quad (104)$$

BPPFの構成は図100のようになる。帯域幅を揃えるために〔3.

1-9.85GHz〕の特性を持つBPPFを設計する。出力波形はsi

nc関数で表されるために非常に提案パルスと似た形になる。区間〔3.

1-10.6GHz〕で周波数特性の包絡線はモノサイクル波形の

ままとする。図101はBPPF通過後のモノサイクル波形周波数特

性を示している。この周波数特性を図97の周波数特性と比較する

と、モノサイクル波形のBPPF通過後の波形は本発明のパルスより

も周波数利用効率が悪いことが確認できる。

次に、本発明のシステムの変調方式について説明する。ここでは、

モノサイクル波形と変調方式PPMを用いたUWBシステムとの比

較のために、本発明のバルスにPPMを使用するためのパラメータ、  
相関波形を示す。

前記で求めたバルスを用い、PPMを用いるための最適δ設計の  
変調方式について説明する。前記説明したモノサイクル波形を用い  
たUWB方式と比較するため、本発明バルスにおいても変調方式は  
PPM(Pulse Position Modulation)  
を用いる。ここで、PPMについて説明する。まず、PPMを用い  
る変調には以下の特徴がある。

(1) データ(ここでは0か1)によってバ尔斯の位置がδずれる。  
(2) そのずれ幅δはデータ伝送速度に影響する。すなわち、δの  
幅が小さければ伝送速度は速くなる。さらにその幅が小さいことで  
他ユーザへの干渉を軽減できる。

(3) フィルタ出力が大きくなるようなδを設計する。ここで(3)  
について本発明による最適δを求めるために計算機シミュレーショ  
ンを行い、シミュレーション結果を図102に示す。

まず時間軸上でのUWBバルス、フィルタをそれぞれf(t), Fil  
ter(t)とすると

$$Filter(t) = f(t) - f(t - \delta) \tag{105}$$

で表される。また、求める最適δは式(106)の自己

20 相関

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) Filter(t) dt \tag{106}$$

が最大値になるδとする。

以上より、本発明のバルスを用いたPPMにおいては

$$\delta = 0.07 \text{ ns} \tag{107}$$

25 とした。

次に、相関波形との相互相関特性について説明する。モノサイク  
ル波形との比較のため、バ尔斯の自己相関を1.00としてフィル  
タ出力、バルス時間幅を表13により比較する。以下の表13は、  
PPMにおける本発明のバルス、及び時間幅が0.7nsと0.3  
5 9nsのモノサイクル波形について、フィルタ相関出力を示してい  
る。

バ尔斯の種類	tm	フィルタ相関出力	時間幅
モノサイクル波形	0.2877	0.899	0.7ns
モノサイクル波形	0.15	0.899	0.39ns
提案バルス	-	0.911	3ns, 10ns

バルスによるPPM相関-時間幅比較

表13から、本発明のバルスによりフィルタ相関出力は0.99  
1 となり、モノサイクル波形と比較して上回っている。これを見る  
と、シングルユーザの場合には本発明のバルスの方が優れていると  
考えられるが、本発明のバルスは時間幅が大きくマルチユーザ時に  
はモノサイクル波形に比べてバルス同士の衝突する確率が増加する  
と考えられる。しかし、本発明のバルスにおいては1波当たりの電  
力のほとんどがバルス中心に集中している。

15 以上から、本発明の方式によれば、モノサイクル波形を用いたU  
WBと同じ時間幅の相関を取っても大差がない。そこで、次に比較  
するBERに関してはタイムスロット、タイムフレーム長ともに等  
しく設定する。

上記の例では、畳み込み積分を用いて周波数特性の精度を向上、  
20 微分特性を考慮して[3.1-9.85GHz]の区間を帯域幅が  
等しい複数の区間に分割、及び変調方式をPPMとする際に最適な



δ の設定の点で、波形の改善を行っている。

次に、本発明のシステムの性能評価について説明する。

はじめに、他局間の干渉の影響について比較する。本発明によるパルス波形は、モノサイクル波形に比べて時間幅が伸びた波形形状である。UWBにおいては、マルチパス、及び他局からの干渉に強いという特徴がある。

本発明のパルスが時間軸上で伸びたことにより、従来方式に比べてその特性がどう変化したかを評価する。本発明のパルスについて検討する。式(97)～(99)で表されるパルスを比較対象とする。それぞれ3ns、10nsのパルスについてマルチユーザ環境で他局間干渉の影響がどのようになるかを確認するためにシミュレーションを行う。図103は、マルチユーザアクセス時間のパルス幅によるBERの比較図である。この結果から、パルス幅が狭いパルスの方が良好な結果を得られることが確認できる。

以下、本発明によるパルスは3nsのパルスとして扱う。本発明の方式は従来のモノサイクル波形方式よりもパルス幅は4倍ほど長いいため、パルス同士の衝突は本発明の方式の方が多くなると予想される。モノサイクル波形と本発明のパルス波形を帯域幅を等しくすること、他局間干渉の影響を比較する。帯域幅は本来無限大に広がっているためどこまで帯域幅とするかという基準が必要とされる。ここでは、99%帯域幅により定義する。これは全電力のうち99%を含む帯域幅を意味する。モノサイクル波形、バンドパスフィルタ出力後のモノサイクル波形、本発明のパルス波形とにより、定義した帯域幅を揃えた形でシミュレーションを行う。

他局間干渉による影響は、相関波形と受信波形の相互相関特性で決定するパラメータである。そこで、図104、105にそれぞれ

の受信波形と相関波形との相互相関特性を示した。図104に示すモノサイクル波形と相関波形の相互相関特性の図と、時間105の本発明のパルス波形と相関波形の相互相関特性の図から、モノサイクル波形と本発明のパルス波形は、パルス中心では同じような相互相関特性を示すが、本発明のパルス波形は相関をもつ時間幅が長い。したがって、モノサイクル波形の方がマルチユーザ環境では良いBER特性を持つと考えられる。

これを確認するために計算機シミュレーションを行う。図106にマルチユーザアクセス時の提案パルスとモノサイクル波形とでBER比較を示す。

なお、シミュレーション条件の諸元を以下の表14に示す。

99%帯域幅	6.75GHz
変調方式	非同期でのPPM
送信ビット	100000ビット
ユーザ数	5、10人
フレーム長	10ns
スロット数	8
提案方式	時間幅 3ns
モノサイクル波形	時間幅 0.39ns
TH系列	Gold系列
1波当たりの電力	等しい
通信路	AWGN

シミュレーション諸元(1)

図106によれば、モノサイクル波形は本発明のパルス波形と比較して良値を示している。ただし、これはパルスの電力を正規化し



てB E R特性を見たために本発明のパルス波形の値が悪くなっていると考えられる。

そこで、次にパルス当たりの電力をスペクトルマスクに合わせた形で本発明のパルス波形のB E R特性を評価する。F C CによるU W Bの送信電力制限に合わせ、本発明のパルス波形と従来のモノサイクル波形を比較する。モノサイクル波形の場合、パルス幅をパラメータとして周波数特性も大きく変化する。そこで、送信電力制限下で最も電力を稼ぐことができるモノサイクル波形を求め、本発明のパルス波形と比較する。

ここで、モノサイクル波形幅による電力相異について、スペクトルマスクに沿ったパルスをモノサイクル波形で考える。時間的なパルス幅が狭くなるほど、周波数特性は広がる関係である。そこで、スペクトルマスク以下で出力を最大にするモノサイクル波形を検討する。

まず、ガウス波形を送信した場合の受信信号（モノサイクル波形）は以下の式（108）で求められる。

$$w_r(t) = [1 - 4\pi(\frac{t}{t_m})^2] \times \exp[-2\pi(\frac{t}{t_m})^2]$$

(108)

時間的な幅のパラメータはt mである。t mが小さくなるほど波形幅は狭くなる。U W Bはマルチパスに強い、高い分解能を持つという特徴があるが、これはパルス幅が狭いほどU W Bの利点となる。

しかし、ここではスペクトルという観点から求める。図107にはt mの値を変えた場合の周波数特性の違いを示している。図では、t m=0.2877, 0.15の場合を表し、前者は前記した文献7からの数値であり、後者はマスク内で最も出力が大きいモノサイクル

波形である。図107によるとt mの値を変えることにより、送信できる最大電力が大きく変化することがわかる。

以上からモノサイクル波形を用いたU W B通信の場合、最大出力可能なU W Bパルスはt m=0.15のときである。文献7ではt m=0.2877である。この2つのパルスを以下の表15に比較する。

t <sub>m</sub>	波形幅(ns)	電力比
0.15	0.39	1.000
0.2877	0.7	0.053

モノサイクル波形のt<sub>m</sub>による電力比較

表は、同じモノサイクル波形でもその時間幅によって電力は20倍近く変わることを示している。

次に、送信電力制限に合わせた本発明によるパルス形成の評価するについて説明する。前記から同じ電力でも本発明によるパルス波形は他局間干渉に対して強いことがわかる。F C CによるU W Bの送信電力制限に合わせ、本発明のパルス波形と従来のモノサイクル波形を比較する。

シミュレーション条件の諸元を以下の表16に示す。

提案方式	時間幅 3ns
モノサイクル波形	時間幅 0.7ns, 0.39ns
送信ビット	100000 ビット
ユーザ数	1人
フレーム長	10ns
スロット数	8
TH系列	Gold系列
ユーザ数	1、5、10人(提案方式)
電力比	提案方式 1.00
	モノサイクルBPF通過後 0.76
	モノサイクル(文献) $8.18 \times 10^{-5}$
	モノサイクル(最大) $1.53 \times 10^{-3}$
通信路	AWGN

シミュレーション諸元(2)

図108は、UWB電力制限に電力を揃えた場合の、本発明によるパルス波形と従来のモノサイクル波形との比較図である。図108から、シングルユーザ時に提案パルスはバンドパスフィルタを通したモノサイクル波形よりも約24dBの利得があることがわかる。またユーザ数を等しくした場合、本発明と同じBER特性を持っためにはtmの値にもよるが、モノサイクル波形は反復回数が500倍から2000倍になる。つまり、ユーザ数が一定の場合には、本発明によれば既存のモノサイクル波形に比べ伝送速度が500～2000倍にもなることがわかる。

本発明の第3の態様によれば、UWBに用いるパルスとFCCによる送信電力制限に注目し、本発明のパルス波形が、モノサイクル

波形又はBPFを通過したモノサイクル波形よりも送信電力を大きくできる。また、電力を共に正規化したマルチユーザ環境では、本発明によるパルス波形はモノサイクル波形に比べて他局間干渉に弱い。FCCによる制限下では本発明のパルス波形が優れている。

次に、本発明のソフトウェアによってスペクトルマスクに対応してスペクトルを変える方式である Soft Spectrum Adaptation (SSA) に基づく送受信機の構成例について、図109を用いて説明する。なお、図109に示す回路では、送受兼用アンテナを切り替えることによって送信及び受信を行う。

はじめに、送信について説明する。図109において、送信はベースバンドプロセッサ (Base Band Processor) (図中の右方に示す) で生成されたベースバンドのデジタルデータを切り替えスイッチ (T/RSW) を介して送受兼用アンテナ (図中の左方に示す) に送ることで行う。

ベースバンドプロセッサは、例えばDSP, FPGA, CPU等で構成することができ、ベースバンドプロセッサで生成されたデジタルデータは複素信号であるため、I成分 (実部) とQ成分 (虚部) からなる。

パルス時間波形を搬送波を用いて生成する場合には、搬送波 (三角関数 sin) を用いて正弦波の包絡波形 (Envelope) を整形する。図109において、ベースバンドプロセッサからのI成分及びQ成分に局部発信器 (Lo Sin Demodulator : Local Sin 生成器) からの正弦波を乗じて平衡変調した後に加算し、増幅器 (Output Driver) で増幅し、切り替えスイッチ (T/RSW) を介して送受兼用アンテナから送信する。

また、パルス時間波形を搬送波を用いずに生成する場合 (Impulse

Radio 方式）には、パルス波形成回路（Free-verse Generator）に  
おいてベースバンドのデジタルデータに応じてパルス形状に整形し、  
増幅器（Output Driver）で増幅し、切り替えスイッチ（T/RSW）を  
介して送受兼用アンテナから送信する。

6 次に、受信について説明する。図 1 0 9 において、受信は送受兼  
用アンテナ（図中の左方に示す）で受信した信号を切り替えスイッ  
チ（T/RSW）を介してローノイズアンプ（LNA）で増幅し、復調し  
てベースバンドプロセッサ（Base Band Processor）（図中の右方に  
示す）に送られる。

10 搬送波を用いて変調されている場合には、局部発信器（Local Sin  
生成器）の出力を乗じてベースバンドに信号を変換し、ゲインコン  
トロールアンプ（G C A）によって増幅した後、A / D 変換器でデ  
ジタル信号に変換して復調を行う。

また、搬送波を用いずに変調されている場合（Impulse Radio 方  
式）には、局部発信器（Local Sin 生成器）の出力を乗ずることなく  
復調を行う（なお、復調部分の構成は図 1 0 9 には示していない）。

また、図 1 0 9 において、周波数ホッピング回路（Frequency  
Hopping Synthesizer）は、一定の時間スロット毎に中心周波数を切  
り替えるホッピングを行う回路である。中心周波数の切り替えを行  
わない場合には、この周波数ホッピング回路は不要とすることがで  
きる。

なお、図 1 1 0 の回路構成は、マルチバンドの O F D M (Orthogonal  
Frequency Division Multiplexing) により送信を行う場合の回路例  
であり、送信データを D / A コンバータでアナログ信号に変換した  
後、周波数コード f c で定まる cos ( 2 π f c t ) を乗じ、送信を行  
う。

以下、上記の付録 A、B、C について説明する。

付録 A：受信機における希望局信号の相関器出力 m の評価

式（15）は以下の式（110）

$$m = \sum_{j=1}^{N_s-1} \int_{-c_j^{(1)}T_c}^{-c_j^{(1)}T_c+T_f} [A_1 \sum_{i=0}^{N_s-1} w_{rec}(x+(j-i)T_f) + [c_j^{(1)} - c_i^{(1)}]T_c - \delta] v(x) dx \quad (110)$$

5 と書き直せる。

ここで、式（110）中の  $W_{rec}$  に係わる項と、 $v(x)$  の項は  $i = j$  の場合のみ重なる。そのため、 $m = N_s A_1 m_p$  と表され、 $m_p$  は  
以下の式（111）

$$m_p \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} w_{rec}(x - \delta) v(x) dx \quad (111)$$

10 と表される。

付録 B：受信機における干渉成分の相関器出力  $n_d$  の評価

式（14）の  $n_{oi}$  に式（9）を代入すると、式（112）

$$n_d = \sum_{k=2}^{N_u} A_k n^{(k)} + n_{rec} \quad (112)$$

と表される。式中の  $n^{(k)}$  は  $k$  番目ユーザからの他局間干渉を意味

15 し、以下の式（113）

$$n^{(k)} = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau+jT_f}^{\tau+(j+1)T_f} s_{rec}^{(k)}(t - \tau_k) v(t - \tau_1 - jT_f - c_j^{(1)}T_c) dt \quad (113)$$

と表される。また、 $n_{rec}$ はモノサイクル以外の原因による受信雑音を意味し、以下の式(114)

$$n_{rec} = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{n+jT_f}^{n+(j+1)T_f} n(t)v(t-\tau_1-jT_f-c_j^{(1)}T_c)dt \quad (114)$$

と表される。 $n_{rec}$ の平均は0、分散は $\sigma_{rec}^2$ と仮定する。

5  $n^{(k)}$ はさらに以下の式(115)

$$n^{(k)} = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{-\infty}^{\infty} [ \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_{rec}(x-\tau_k+\tau_1+jT_f) + [c_j^{(1)}-c_i^{(k)}]T_c-iT_f-\delta d_{[i/N_s]}^{(k)}]v(x)dx \quad (115)$$

と表される。さらに、 $w_{rec}(t)$ と $v(t)$ の相対的な時間シフトの差を用いて $i=j+j_{1,k}$ と表され、 $n^{(k)}$ は以下の式(116)

$$n^{(k)} = \sum_{j=0}^{N_s-1} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} w_{rec}(x+\alpha_{1,k}+[c_j^{(1)}-c_{j+j_{1,k}}^{(k)}]T_c-\delta d_{[j+j_{1,k}/N_s]}^{(k)})v(x)dx}_{\triangleq n_{kj}} \quad (116)$$

10 と表される。

付録C：受信器における他局間干渉成分の相関器出力 $n(k)$ の評価

$\int_{-\infty}^{\infty} w_{rec}(x-s)v(x)ds=0$ と表せるため、 $E\{n_{kj}\}=0$ である。そこで

$$E\{n^{(k)}\} = \sum_{j=0}^{N_s-1} E\{n_{kj}\} = 0, \text{ for } k=2,3,\dots,N_u \quad (117)$$

が成り立つ。さらに、 $n^{(k)}$ の分散は

$$\begin{aligned} E\{|n^{(k)}|^2\} &= \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} E\{n_{ki}^* n_{kj}\} \\ &= \sum_{i=0}^{N_s-1} E\{|n_{ki}|^2\} + \underbrace{\sum_{i \neq j} E\{n_{ki}^* n_{kj}\}}_{\triangleq \sigma_n^2} \end{aligned} \quad (118)$$

と表される。この式の第1項はさらに

$$\begin{aligned} E\{|n_{ki}|^2\} &= T_f^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} [\int_{-\infty}^{\infty} w_{rec}(x-s)v(x)dx]^2 ds \\ &\triangleq \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (119)$$

5 と表される。ここで、 $\sigma_n^2 > (N_s-1)\sigma_c^2$ が成り立つので $\sigma_c^2 \approx 0$ となり、

$$E\{|n^{(k)}|^2\} = N_s \sigma_n^2$$

が成り立つ。

本発明の第1の態様によれば、単一のパルス自体の形状を調整して所望の周波数特性を備えるパルス信号を生成することができる。

本発明の第2の態様によれば、複数のパルスを組み合わせることにより所望の周波数特性を備えるパルス信号を生成することができる。

本発明の第3の態様によれば、目的とする送信信号の周波数特性からパルス信号の組み合わせを求めることができる。

以上説明したように、本発明によれば、UWB通信において他の無線システムへの電波干渉を低減することができ、また、所望の周

波数特性を持つ送信信号を形成することができる。

産業上の利用の可能性

本発明はUWB無線通信の他、UWBを用いた距離測定、交通シ

5       システムに適用することができる。

請    求    の    範    囲

1. 時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、  
時間パルスの形状を調整することにより所望の周波数特性の信号  
を生成することを特徴とするパルス波形の生成方法。

5       2. 時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、

単一パルスの時間軸上のパラメータを調整することにより、所望  
の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成することを特徴とす  
るパルス波形の生成方法。

3. 単一パルスを、

10       
$$w(t) = \cos \omega_0 t \cdot \exp(-2\pi \cdot t^2 / (\alpha \tau_m)^2)$$

で表される波形で形成し、

パルス間隔を定めるパラメータ $\alpha \tau_m$ 、及び／又はパワースペク  
トルのピーク周波数を $\omega_0$ を調整することにより、所望の周波数  
特性を満たす時間パルス形状を生成することを特徴とする、請求  
15       の範囲第2項に記載のパルス波形の生成方法。

4. 単一パルスをチャープ波形で形成し、当該チャープ波形の出  
力の大きさを時間的に設定することにより、所望の周波数特性を  
満たす時間パルス形状を生成することを特徴とする、請求の範囲  
第2項に記載のパルス波形の生成方法。

20       5. 複数の単一パルスを時間軸上に並べることにより、所望の周  
波数特性を満たす時間パルス形状を生成することを特徴とするパ  
ルス波形の生成方法。

6. 同一の2つの単一パルスを時間軸上に並べてデュアルサイク  
ルの信号を形成することにより、所望の周波数特性を満たす時間  
25       パルス形状を生成することを特徴とする、請求の範囲第5項に記  
載のパルス波形の生成方法。



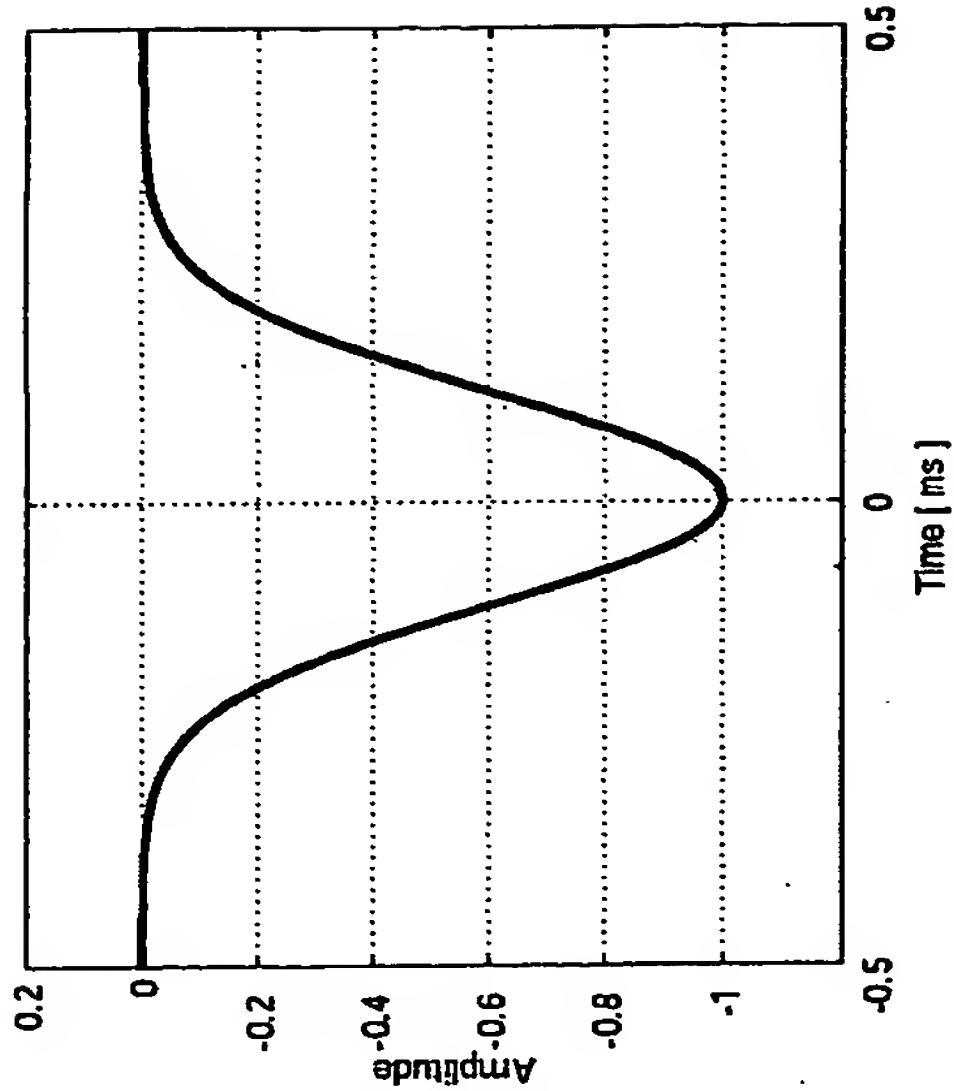
7. パルス幅を異にする複数の単一パルスを重ね合わせることに  
より、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成すること  
を特徴とする、請求の範囲第5項に記載のパルス波形の生成方法。

8. パルス幅及び波形を異にする複数の単一パルスを重ね合わせ  
ることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状を生成  
することを特徴とする、請求の範囲第5項に記載のパルス波形の生  
成方法。

9. 修正エルミート多項式を用いて複数の次数の異なるパルスを  
生成することにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス形状  
を生成することを特徴とする、請求の範囲第5項に記載のパルス波  
形の生成方法。

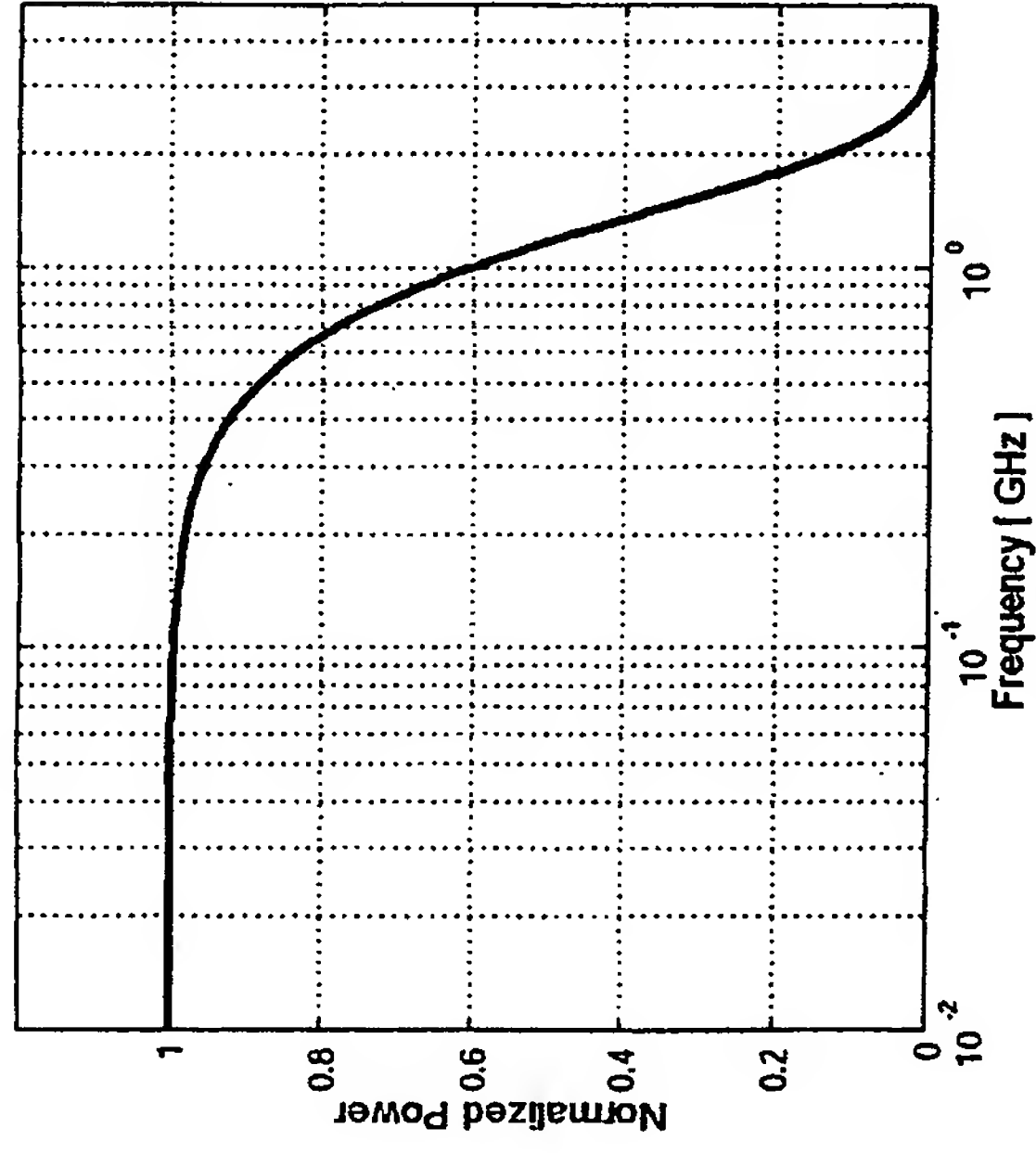
10. 時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、  
所望の周波数特性を周波数領域で展開し、展開した周波数領域の  
成分を形成する時間パルスの中から選択した複数の時間パルスを  
組み合わせることにより、所望の周波数特性を満たす時間パルス  
形状を生成することを特徴とするパルス波形の生成方法。

11. 時間幅が短いパルスを送信するUWB通信において、  
所望の周波数特性又は近似する周波数特性を逆フーリエ変換し、  
当該逆フーリエ変換で得られた時間波形の中から選択した複数の  
時間波形を組み合わせることにより、所望の周波数特性を満たす  
時間パルス形状を生成することを特徴とするパルス波形の生成方  
法。



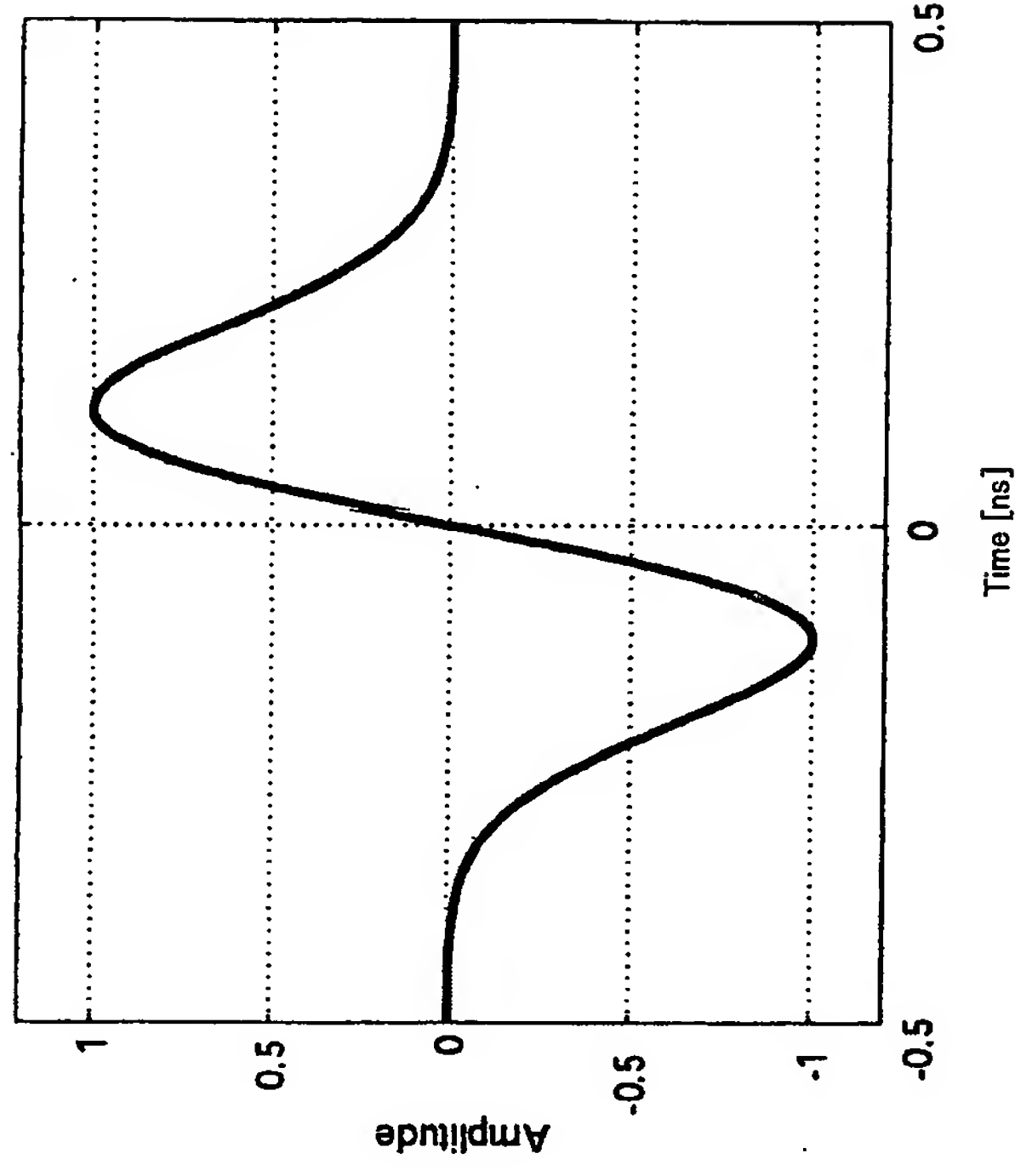
ガウス波形(送信波形)

Fig.1



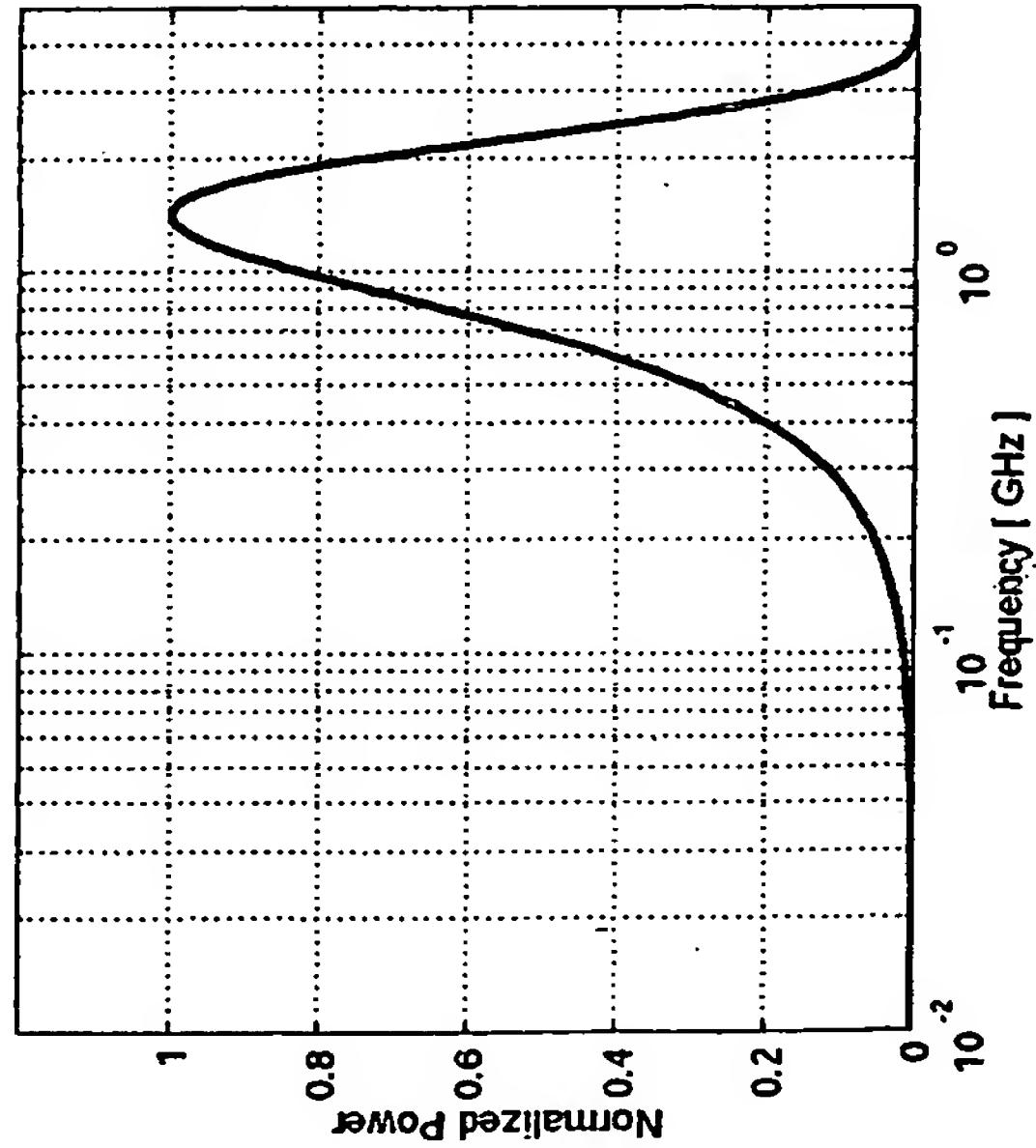
ガウス波形(送信機中の波形)の周波数分布

Fig.2



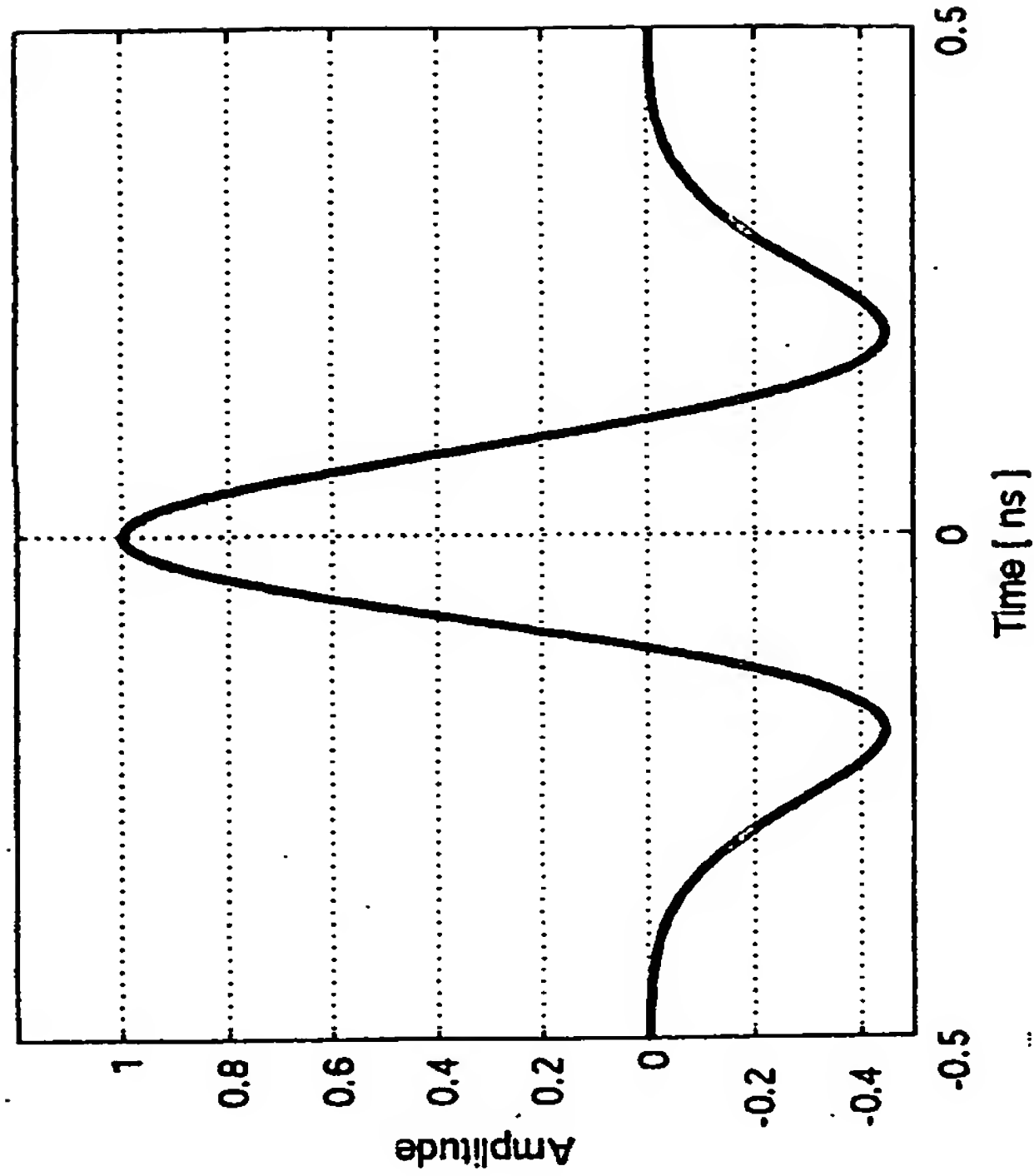
空間伝搬中の波形

Fig.3



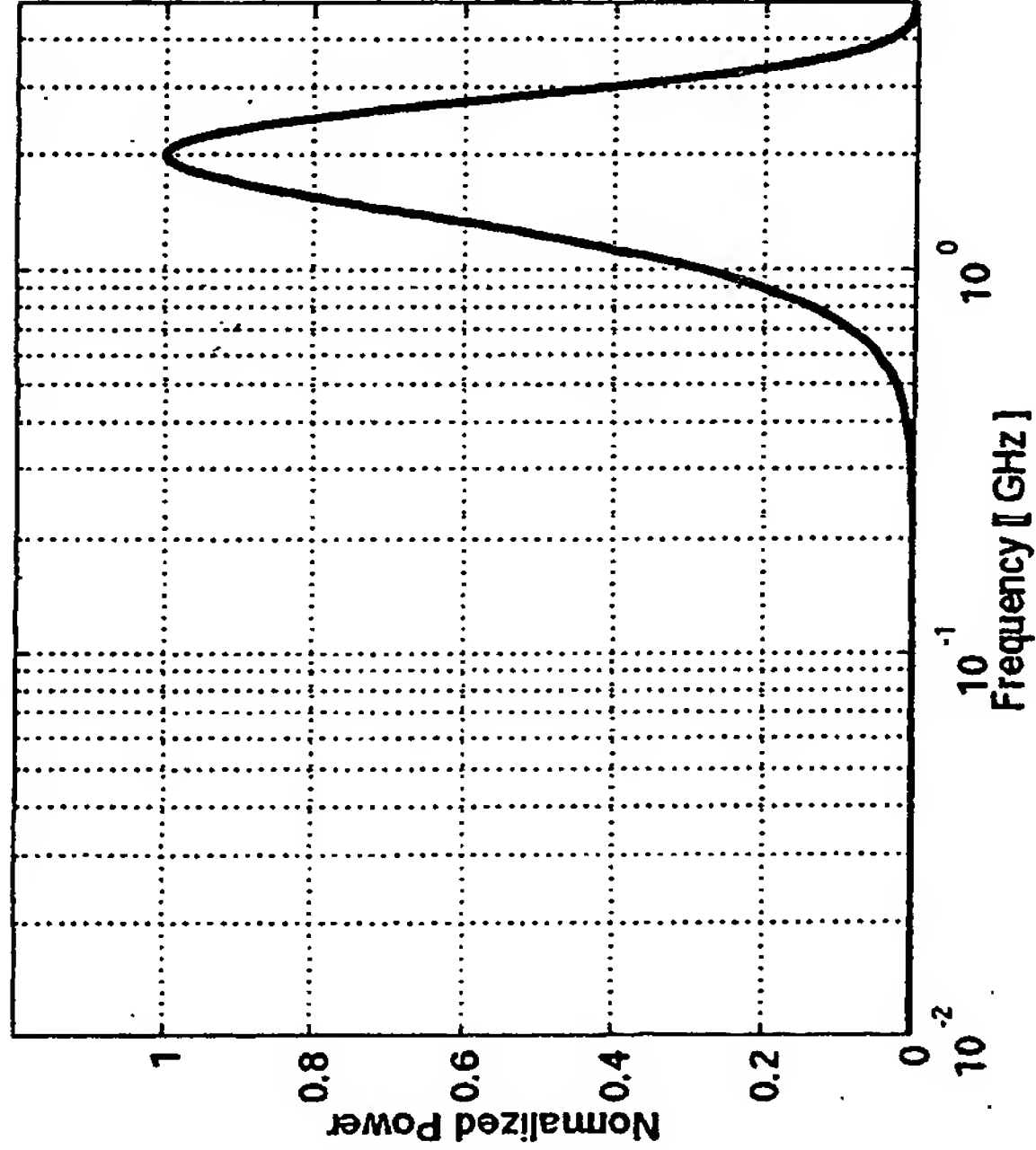
空間伝搬中の波形の周波数分布

Fig.4



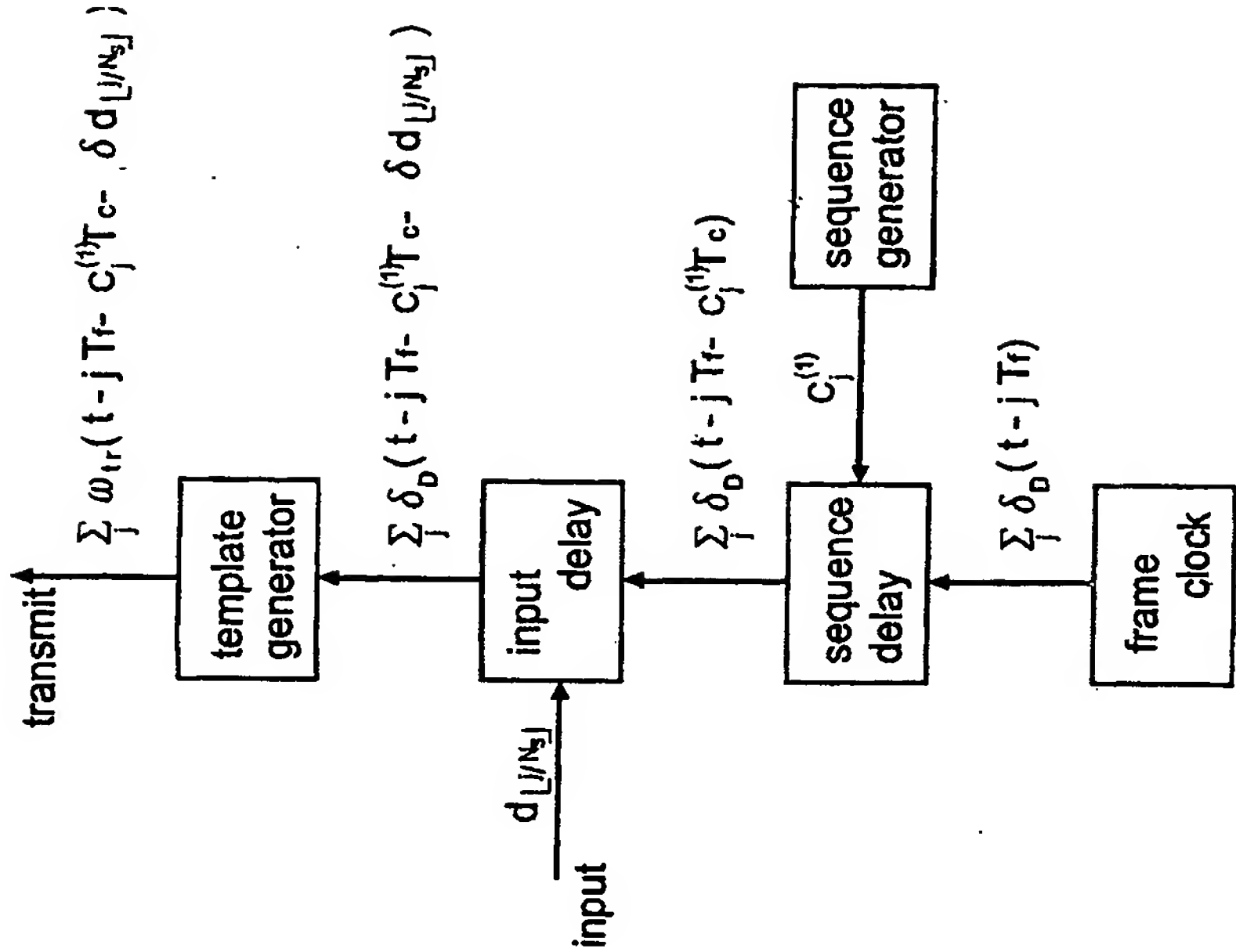
受信機中の波形

Fig.5



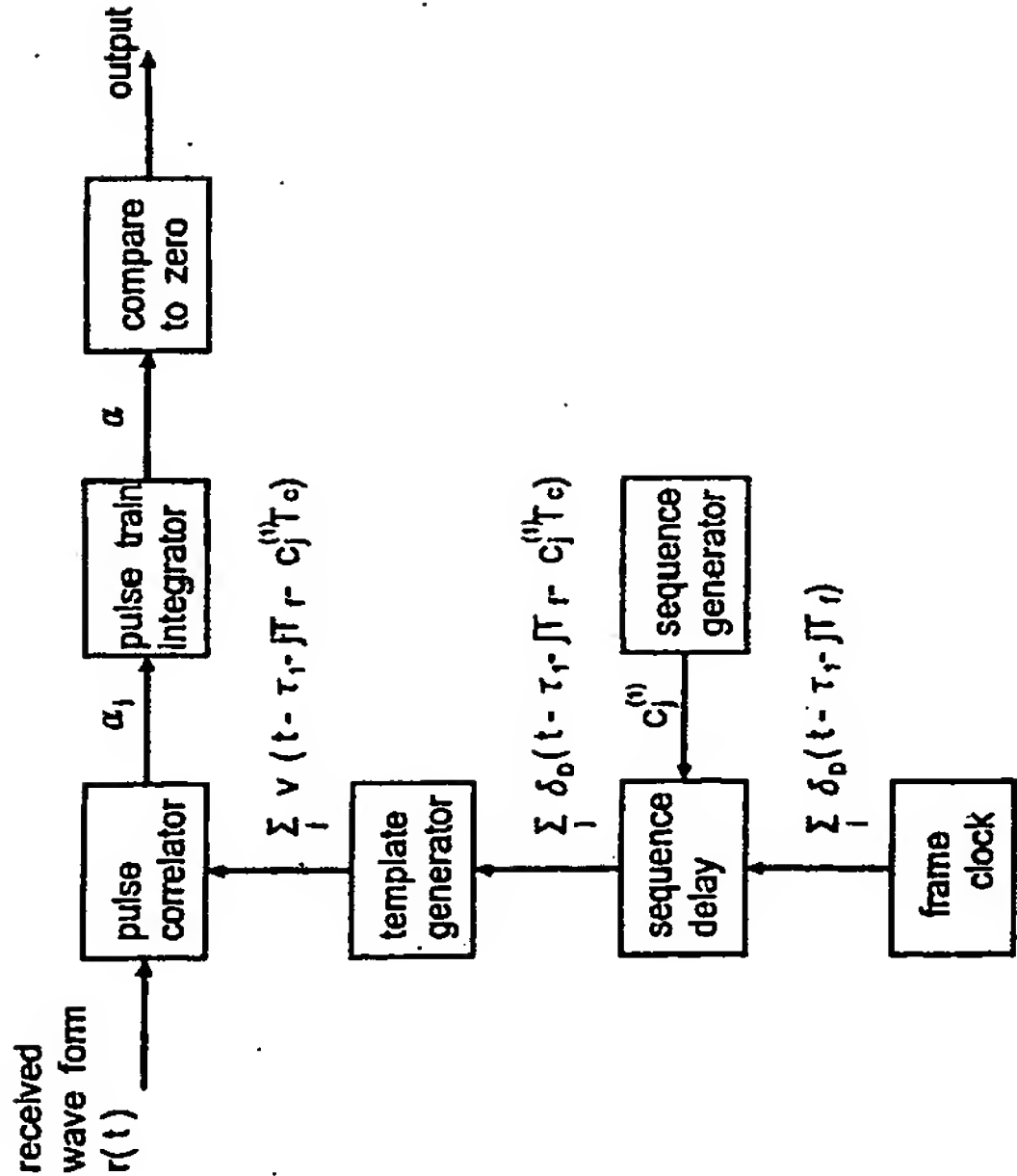
受信機中の波形の周波数分布

Fig.6



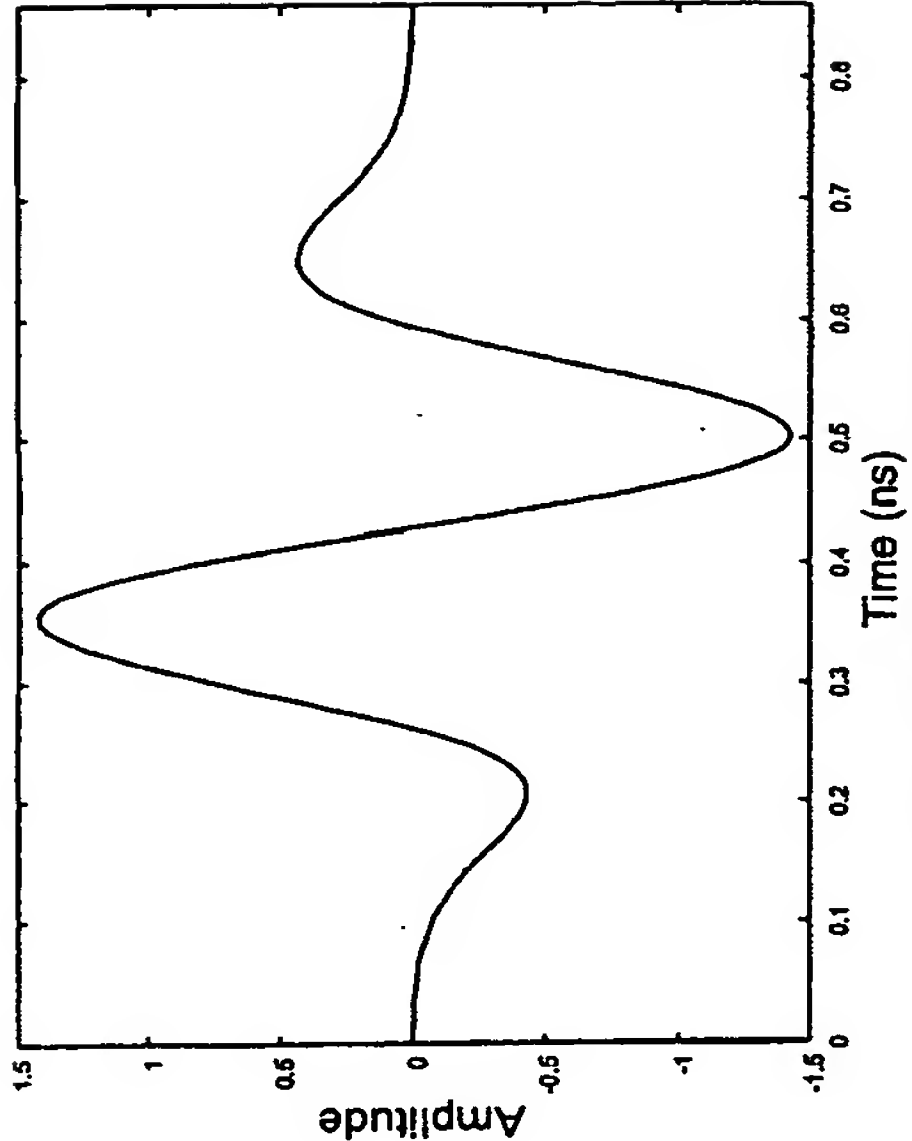
UWB無線通信方式における送信側のシステム構成

Fig.7



UWB無線通信方式における受信側のシステム構成

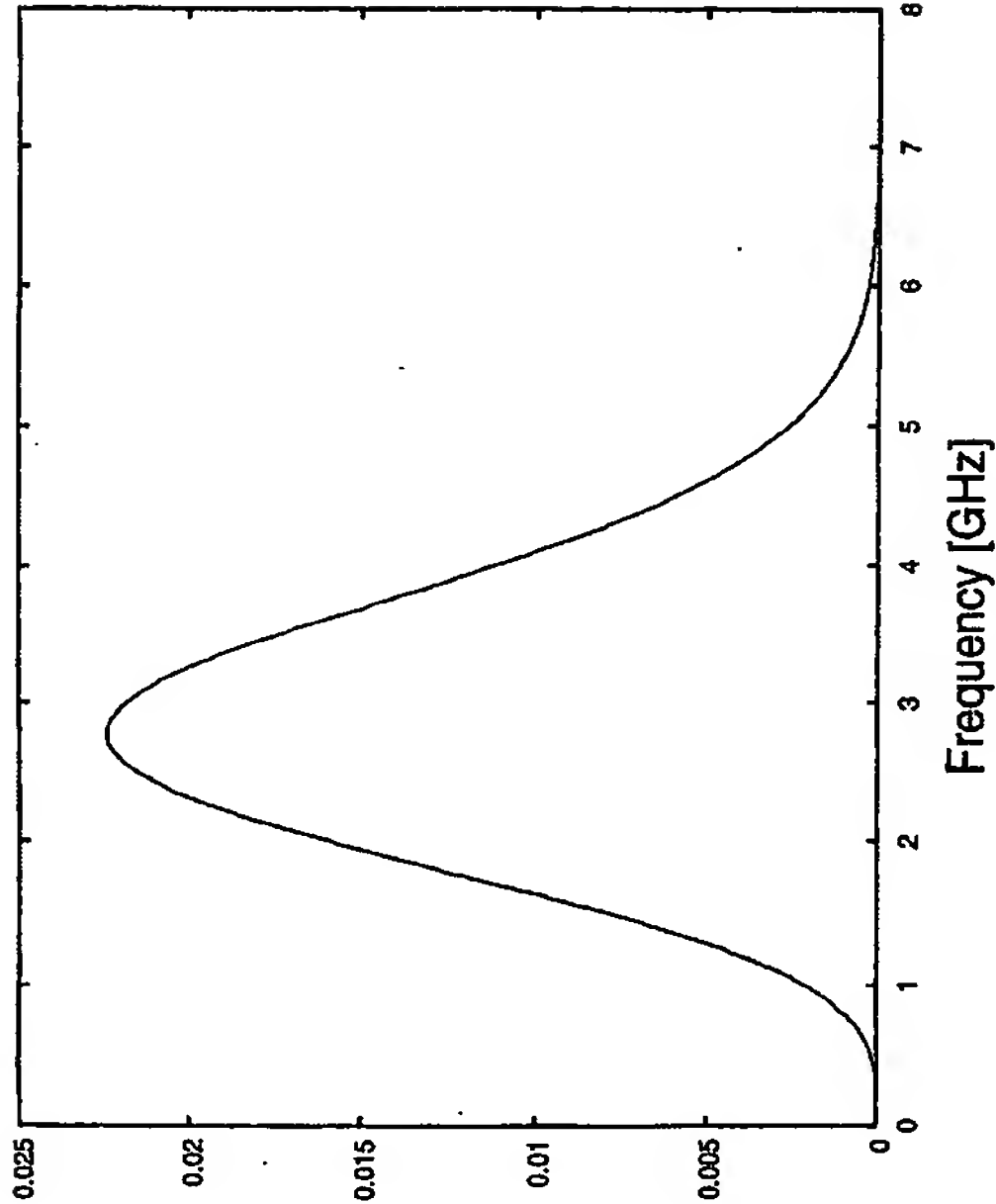
Fig.8



テンプレート信号として用いる波形  $v(t)$

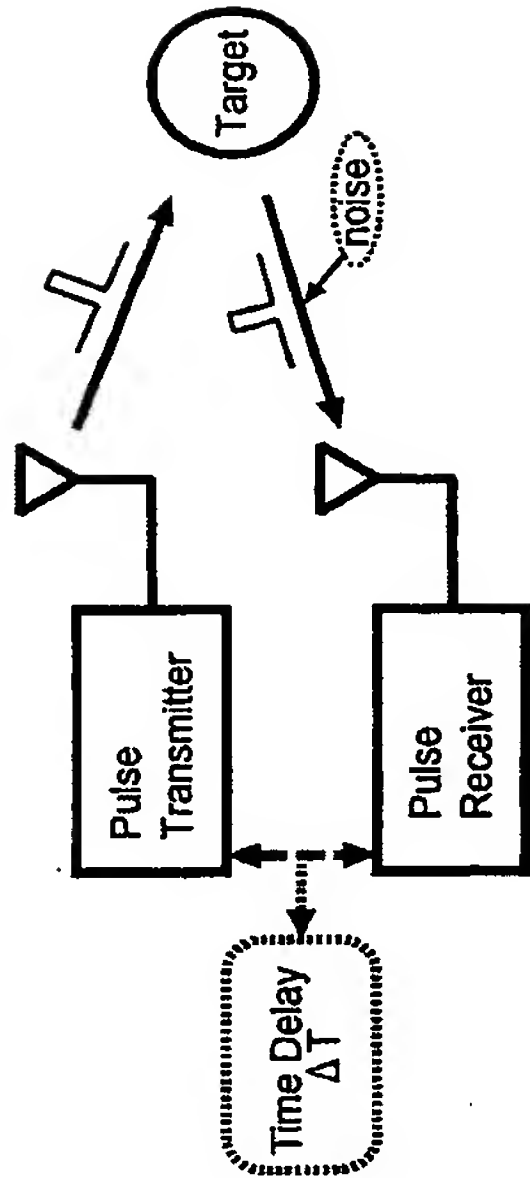
Fig.9





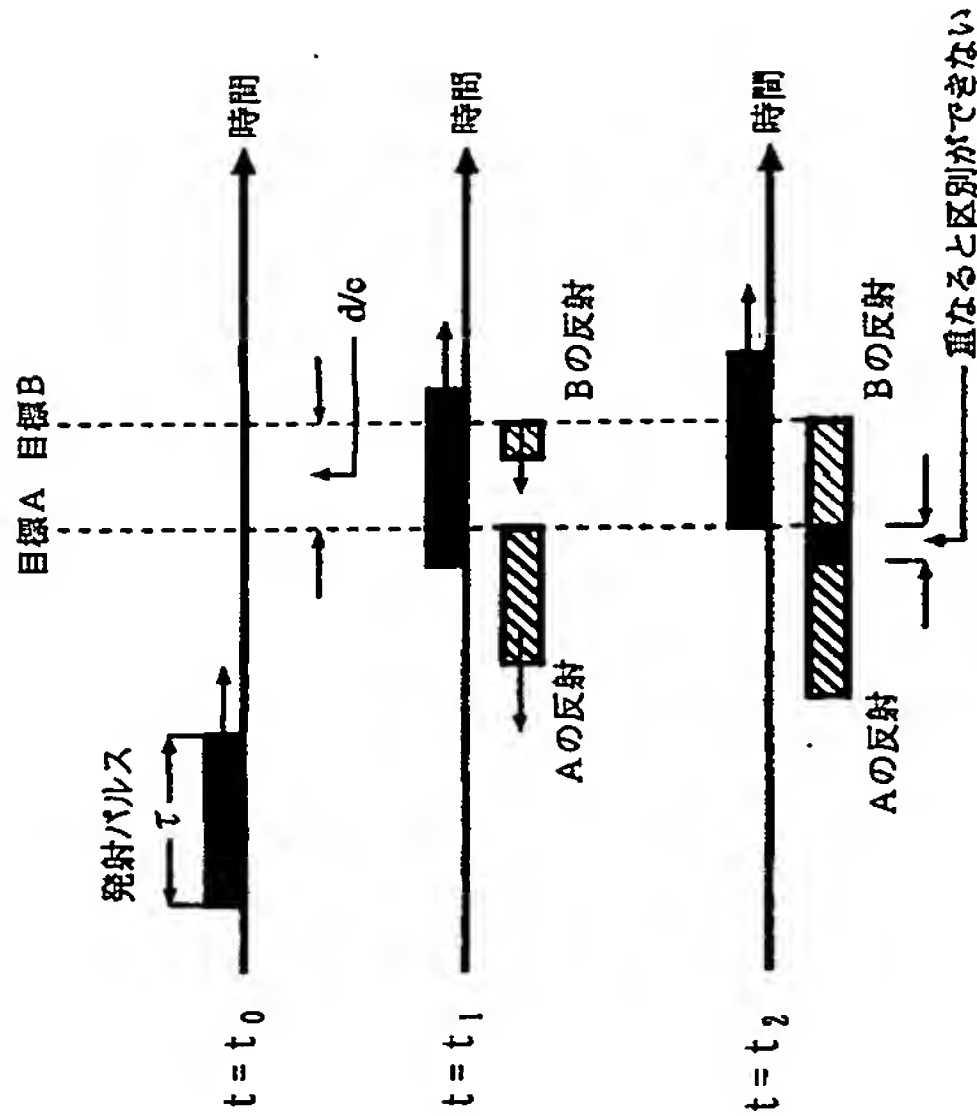
$|W_{rc}(\omega)|^2$ : Power spectrum of  $w_{rc}(t)$

Fig.10



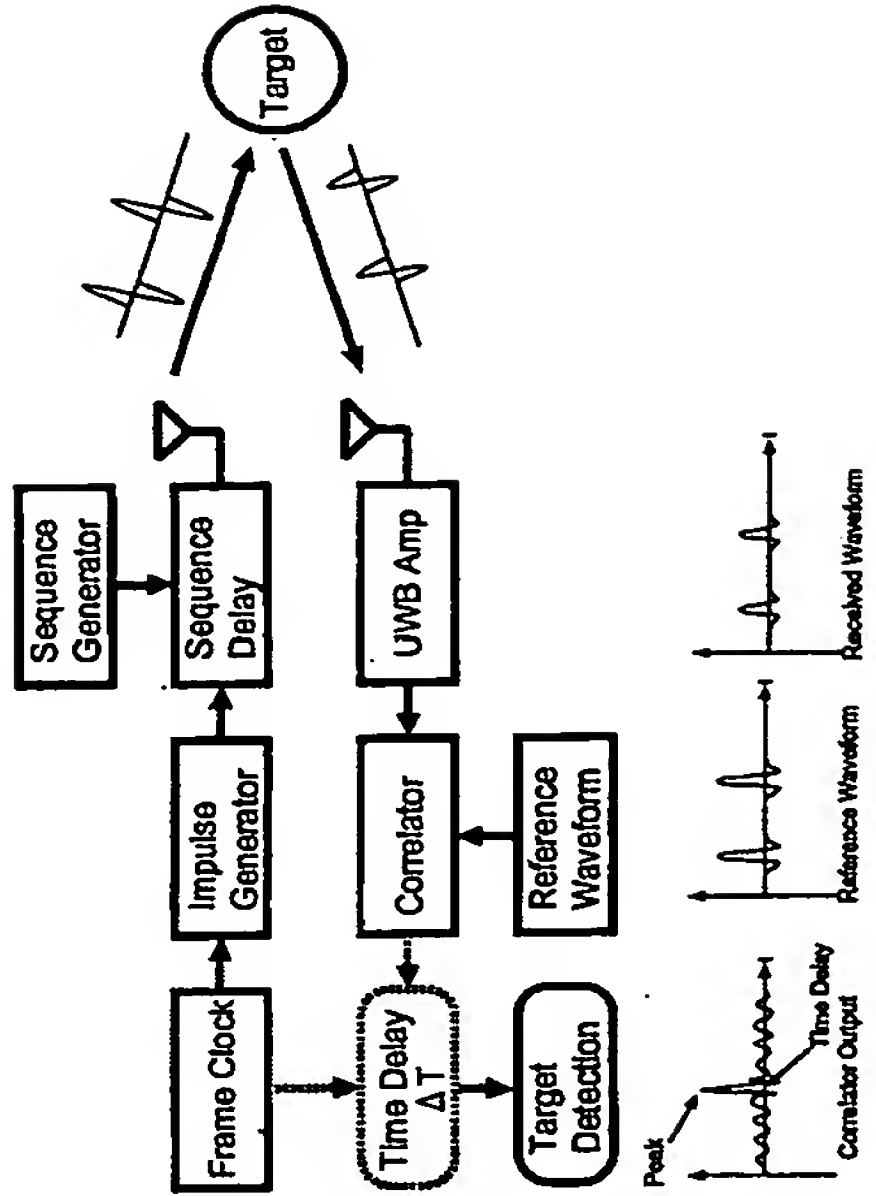
测距原理图

Fig.11



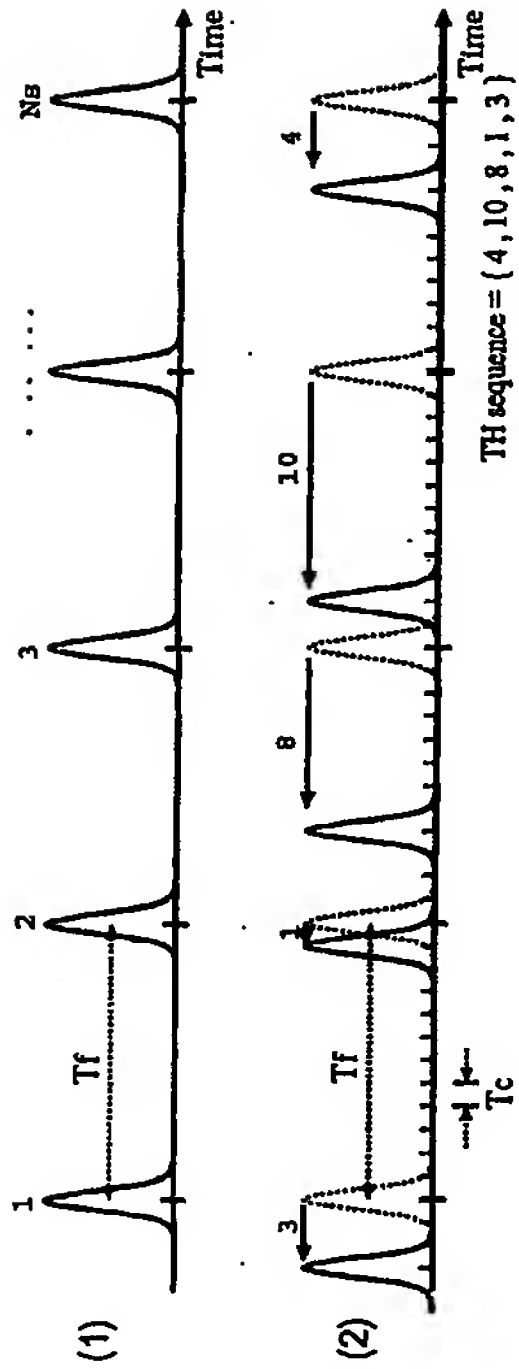
距離分解が不可能になる状況

Fig.12



UWB-IR方式のシステム図

Fig.13



タイムホッピング変調

Fig.14

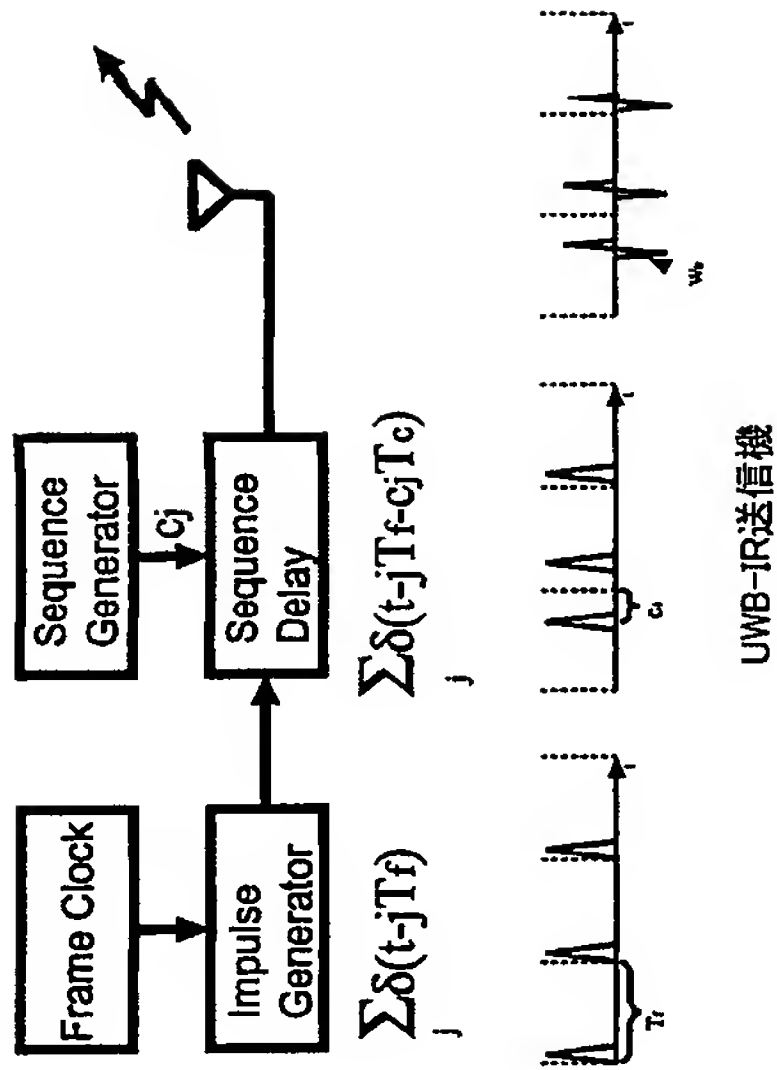
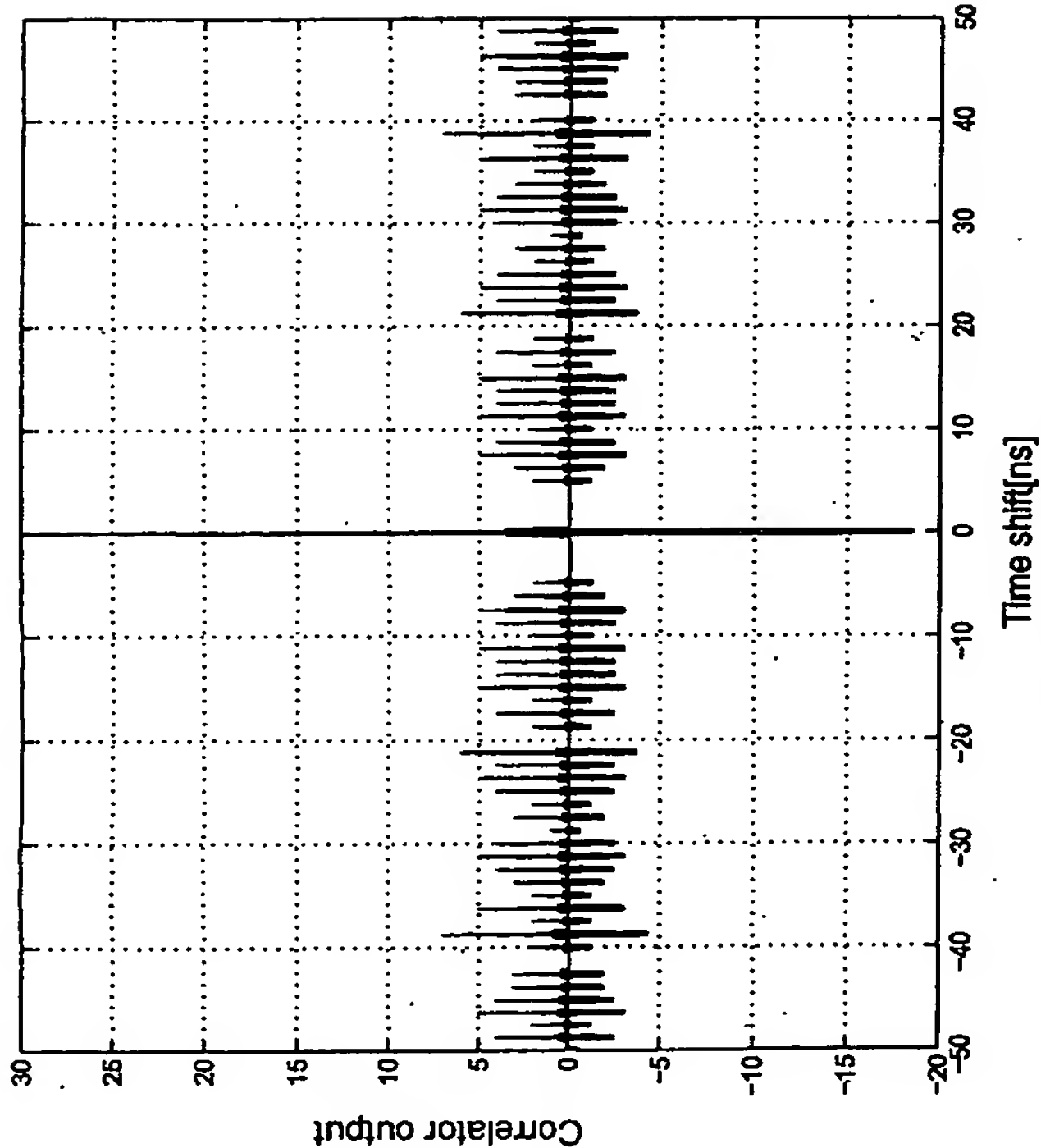
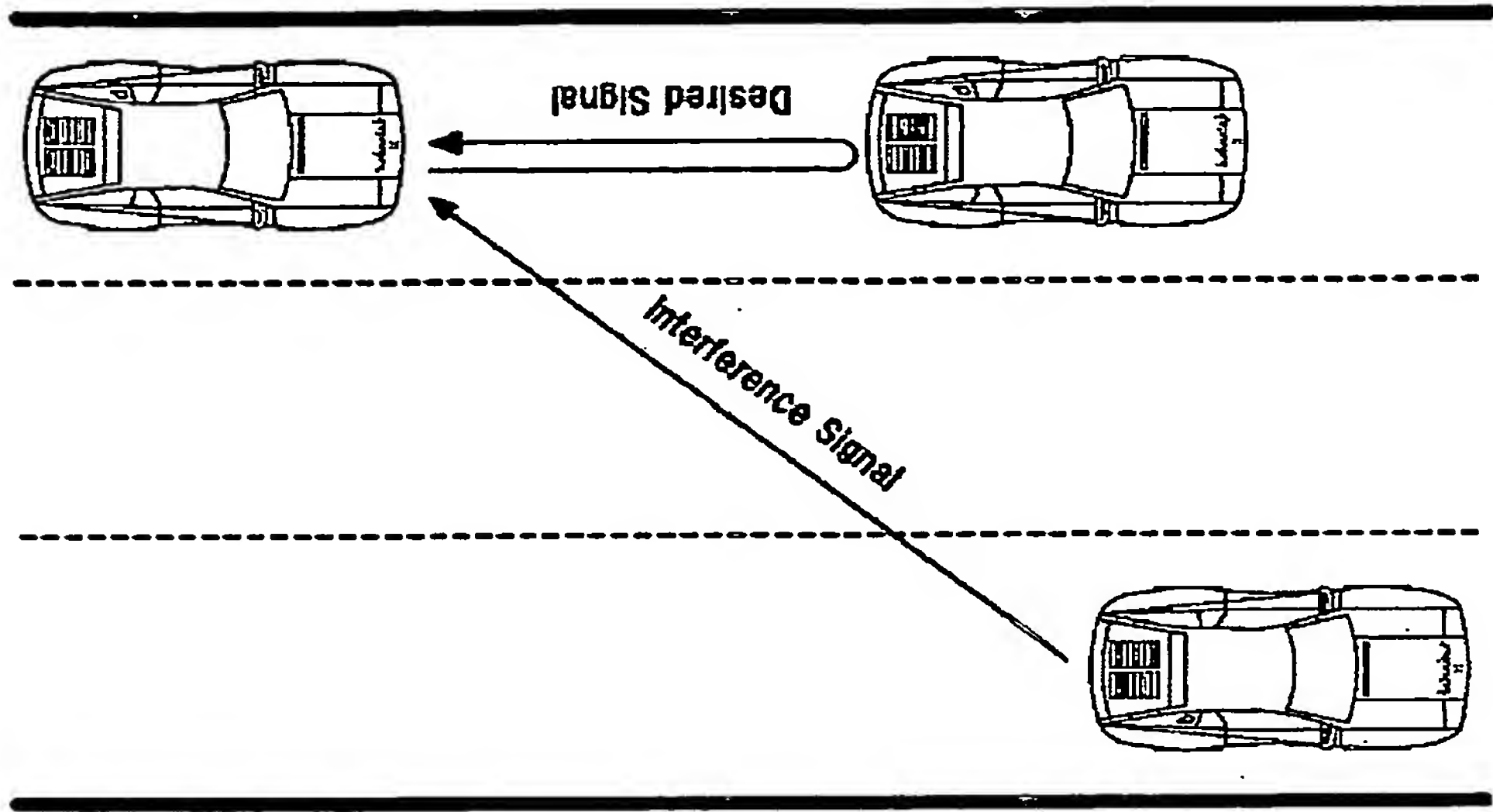


Fig.15



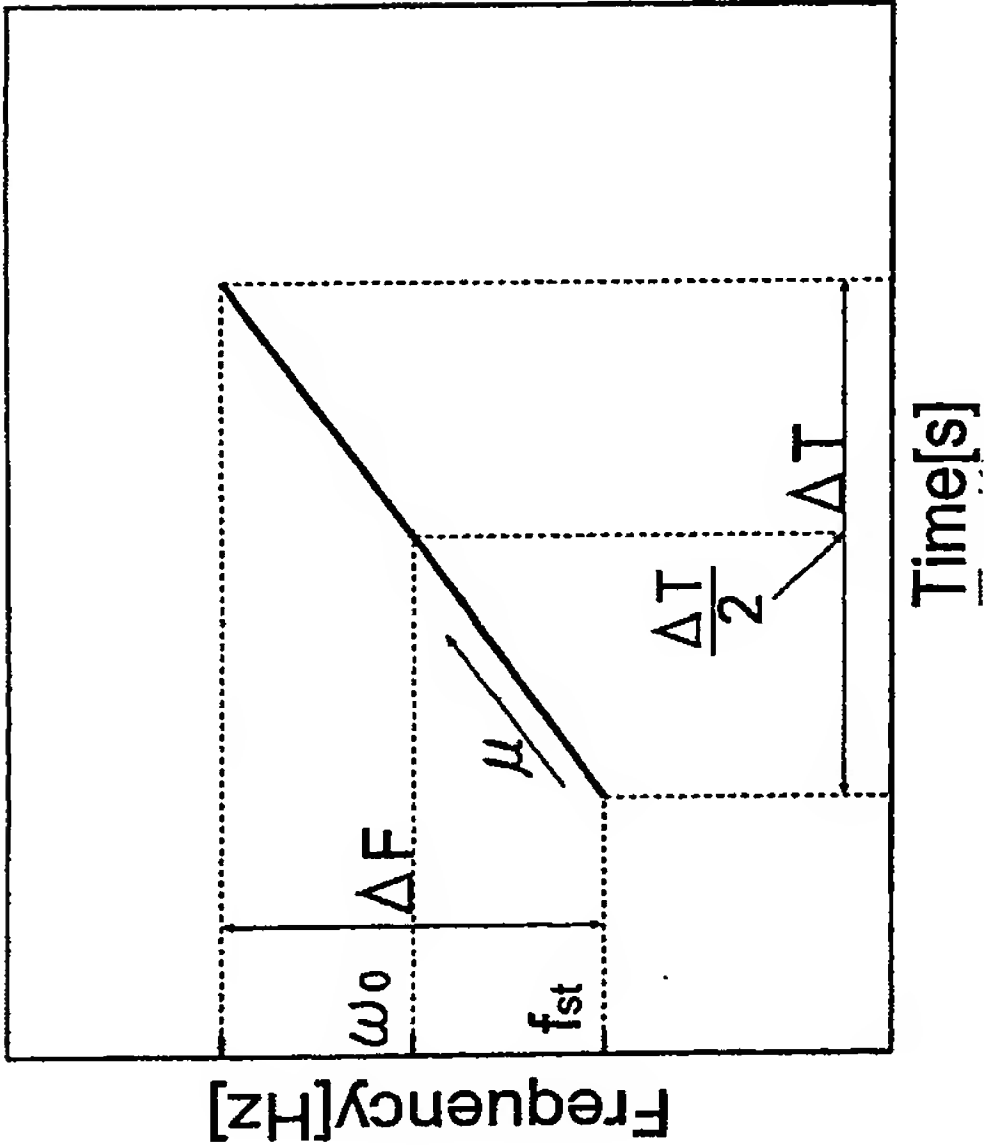
UWB-IRの希望波とレプリカの相互相関出力

Fig.16



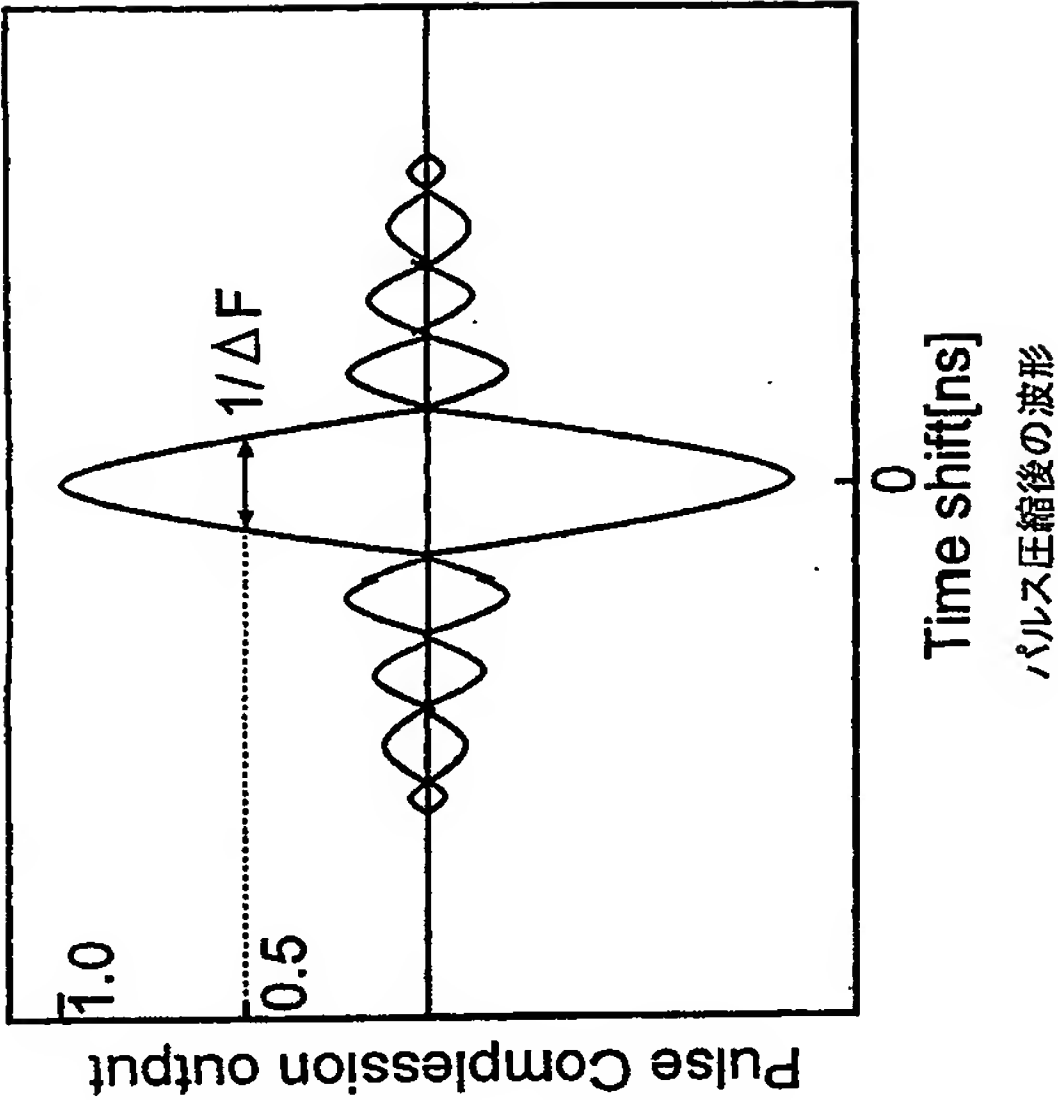
UWBによる車車間測距のモデル図

Fig.17



チャープ波形の周波数遷移図

Fig.18



パルス圧縮後の波形

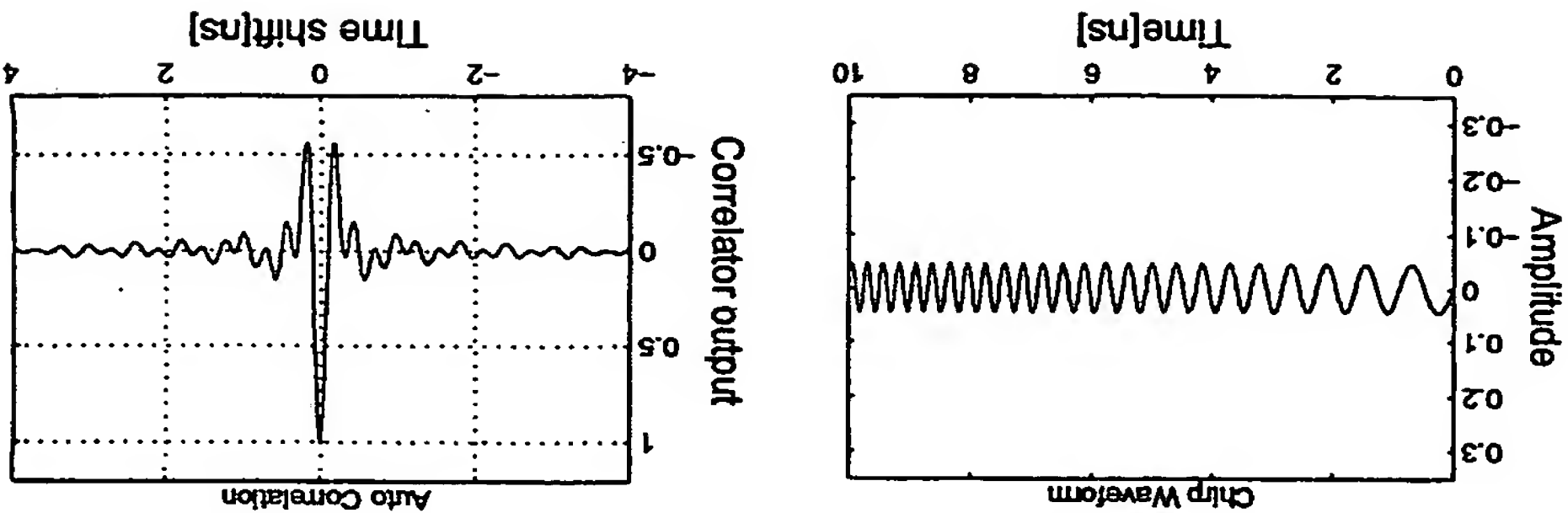
Fig.19



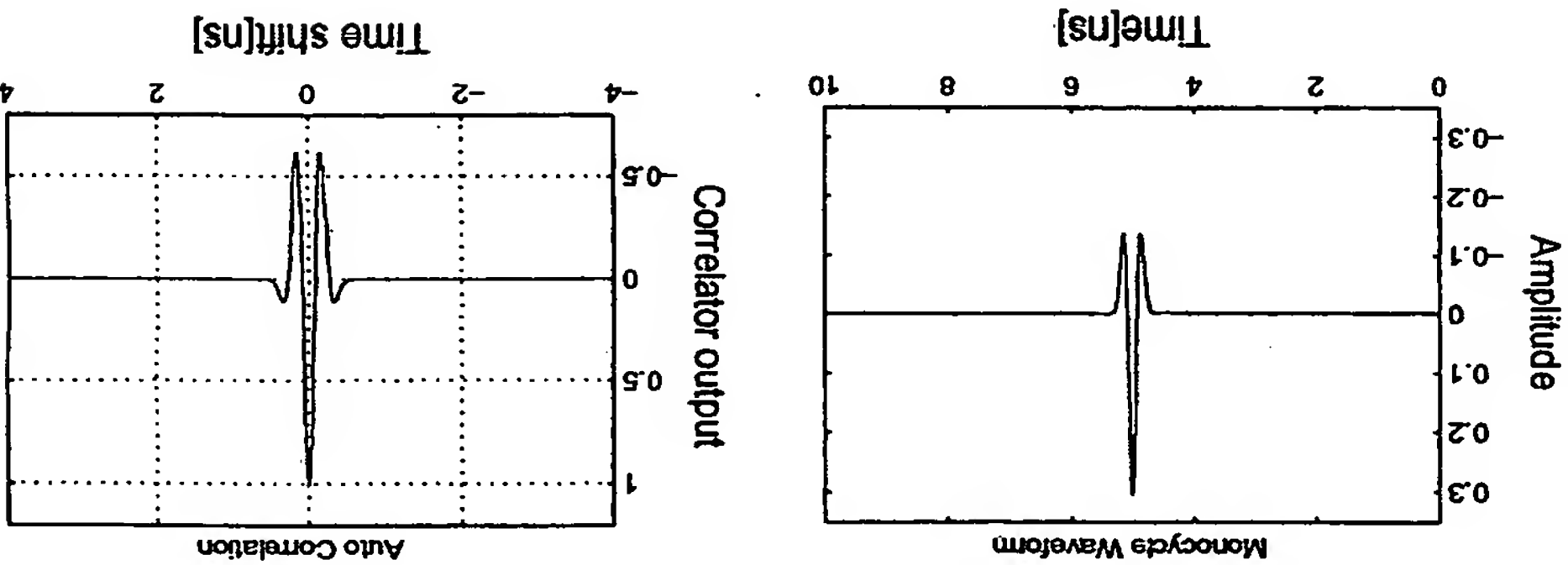
21/110

20/110

チャージ波とその自己相関  
Fig.21



モノサイクル波とその自己相関  
Fig.20



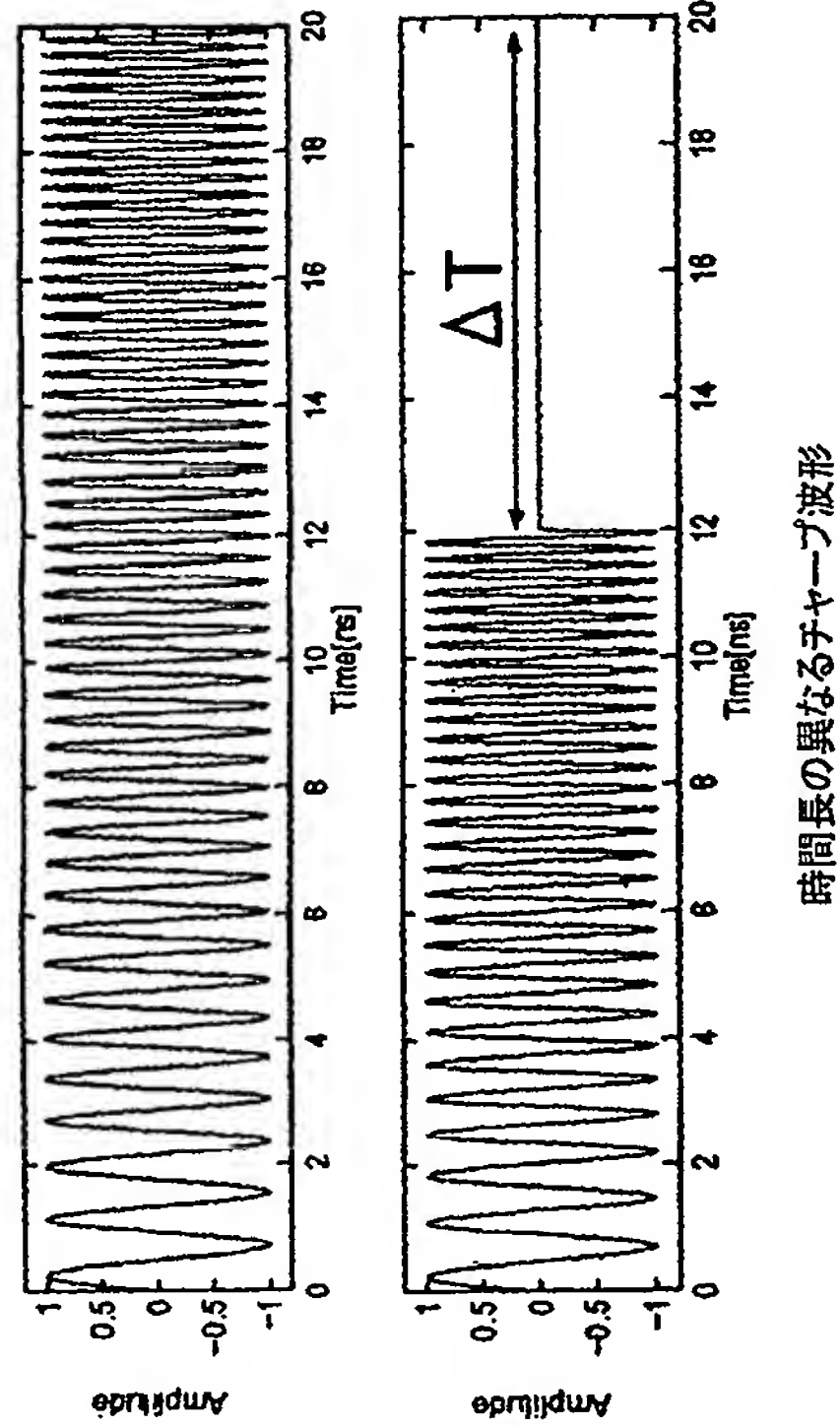
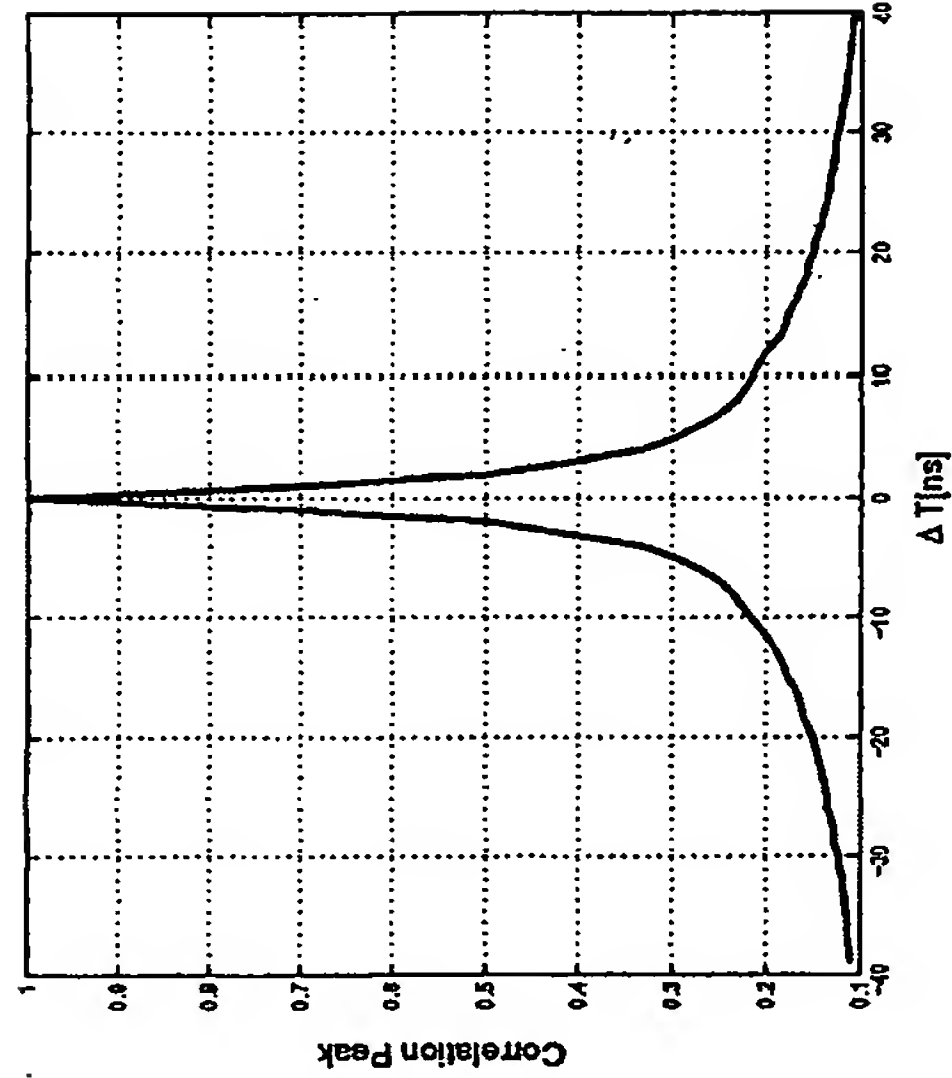
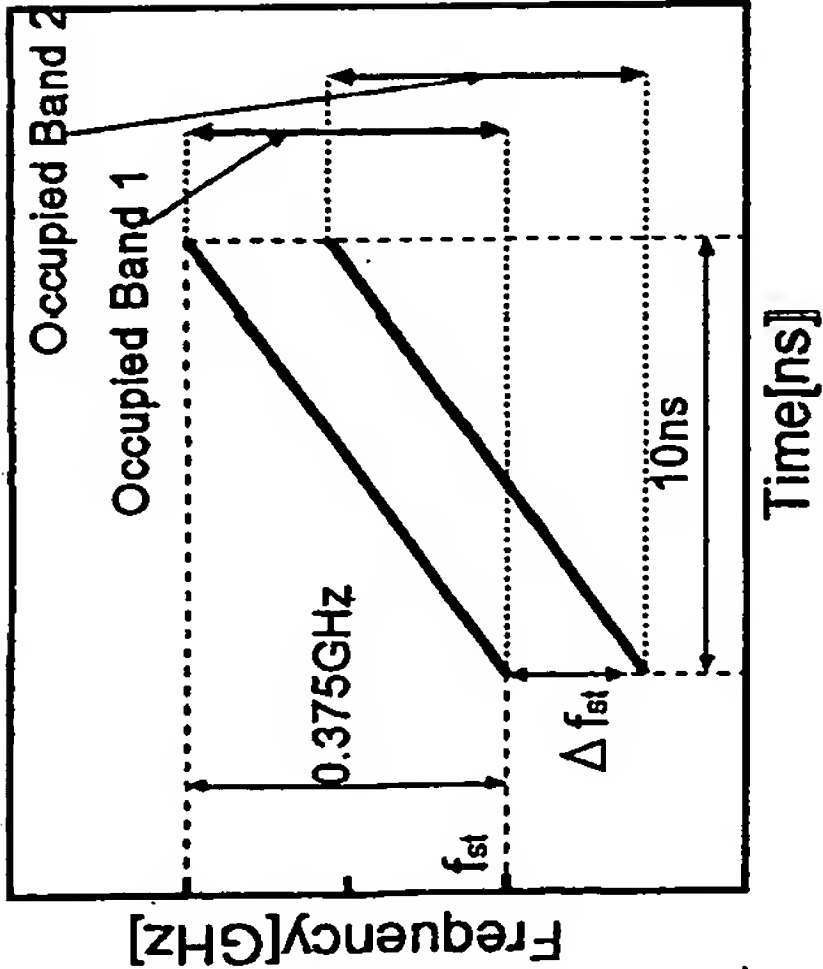


Fig.22



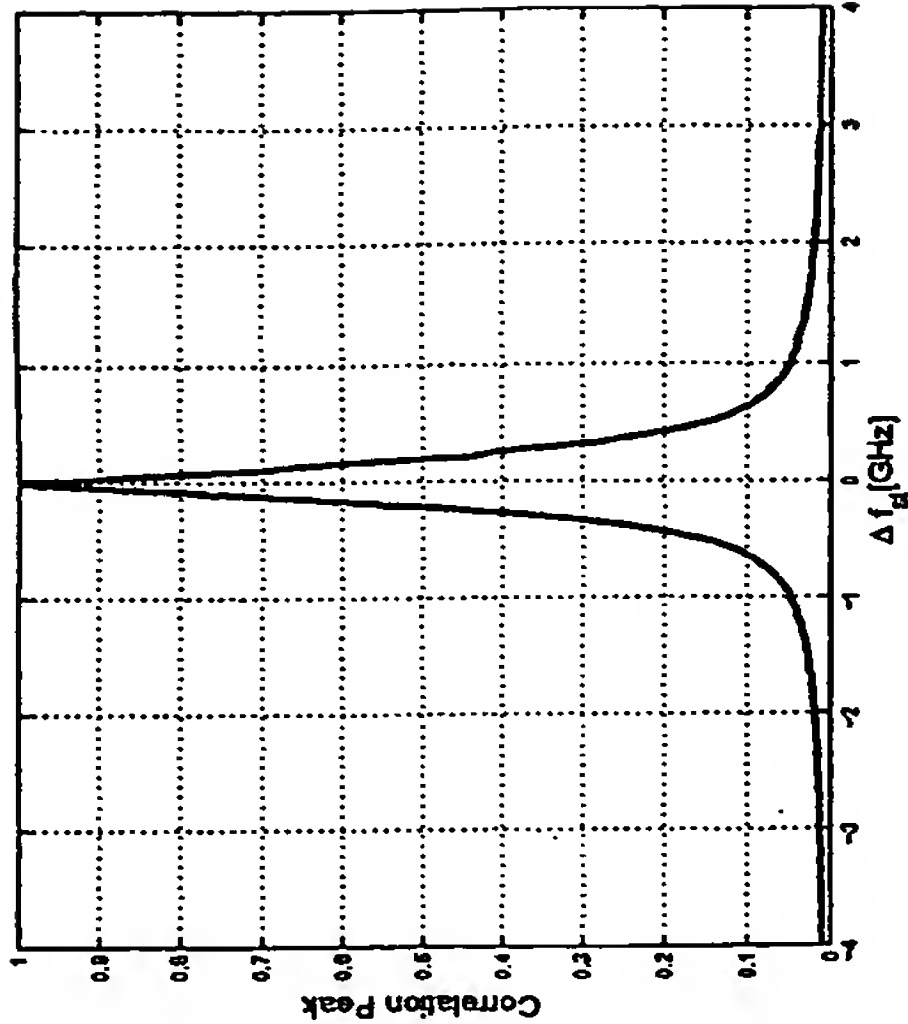
2つのチャープ波形の時間長差を変化させたときの  
相互相関出力のピーク値の変化

Fig.23



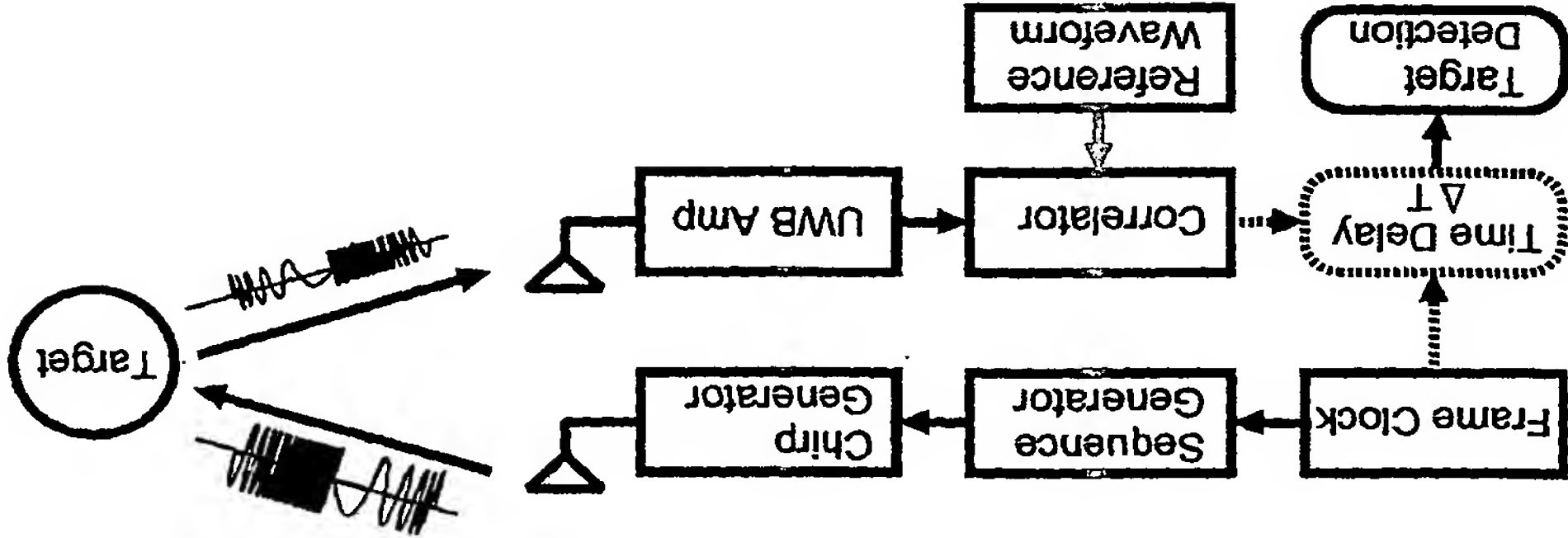
占有帯域の異なるチャープ波形

Fig.24



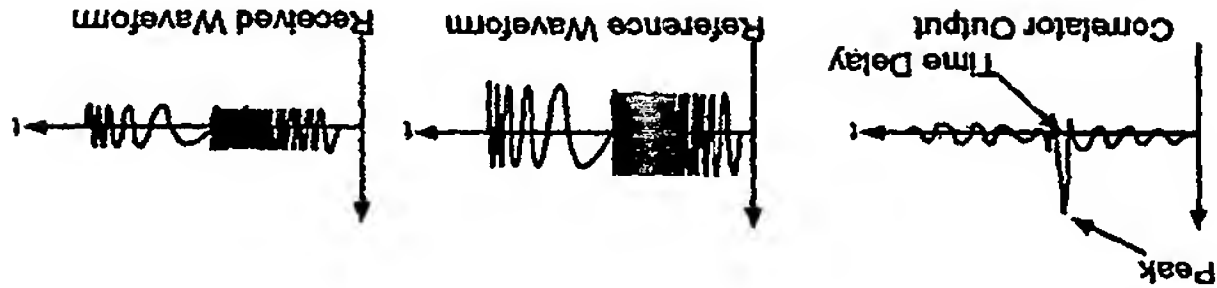
2つのチャープ波形の占有帯域を変化させたときの  
相互相関出力のピーク値の変化

Fig.25



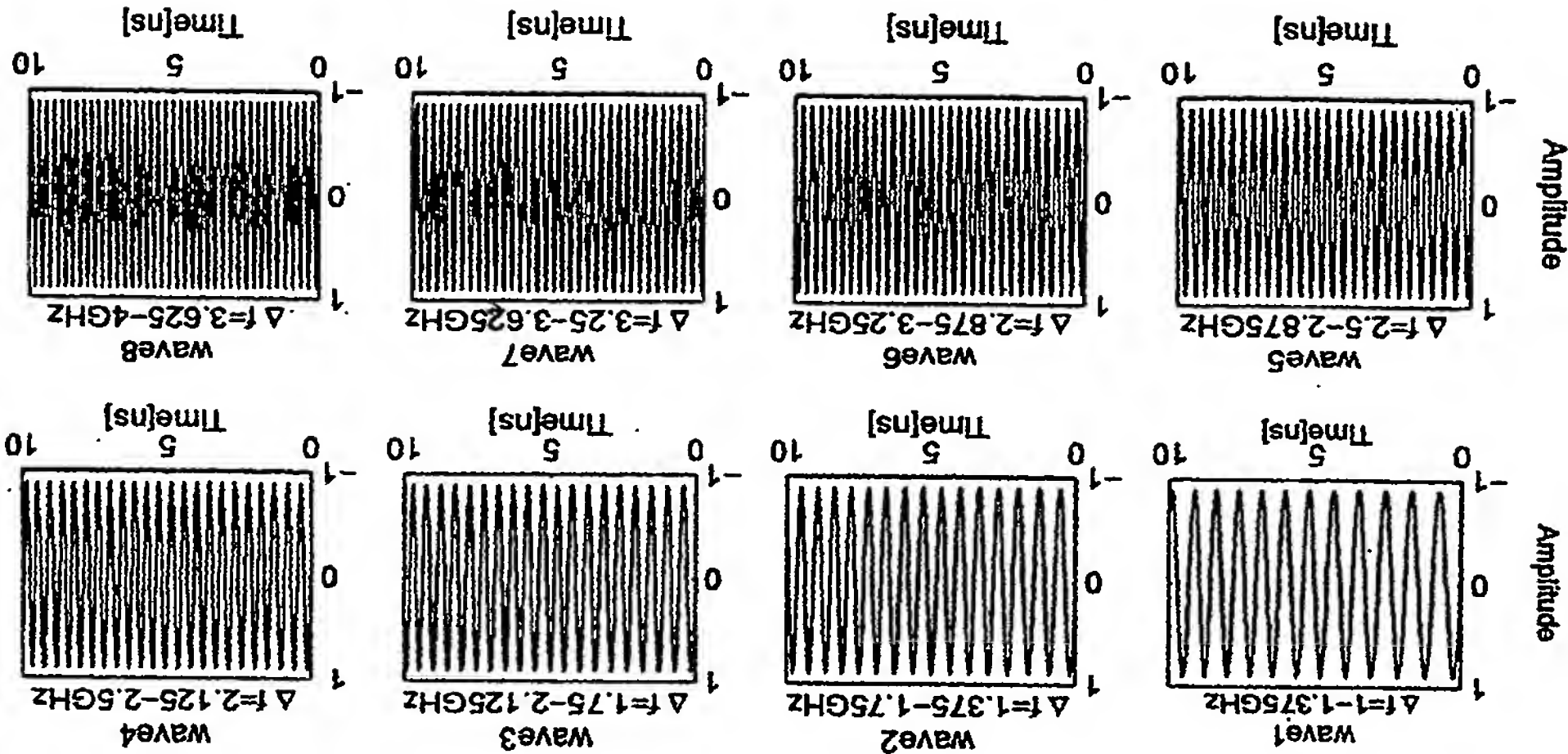
UWB-CHIRP測距方式ブロック図

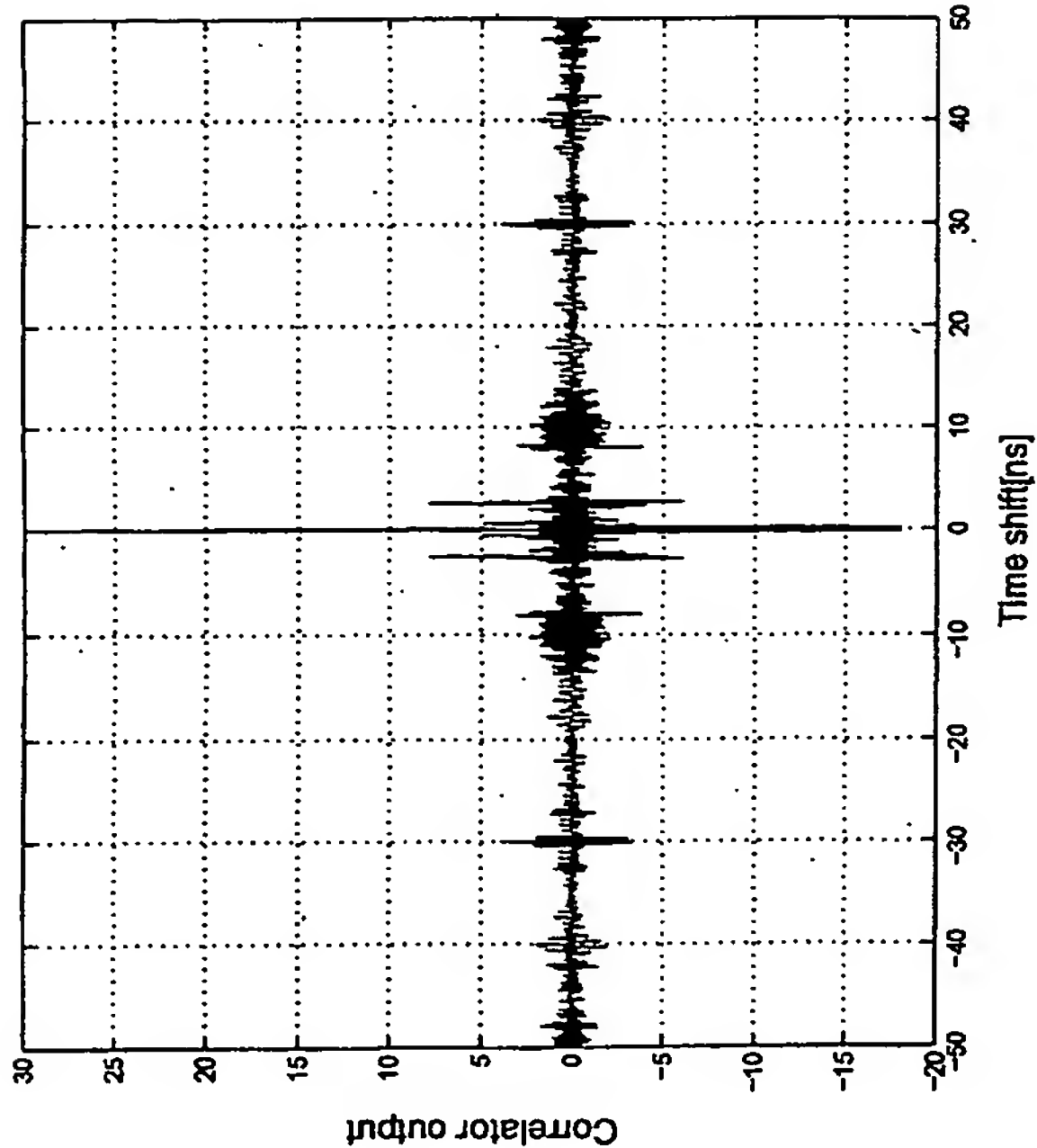
Fig.26



帯域分割後の各チャネル波形

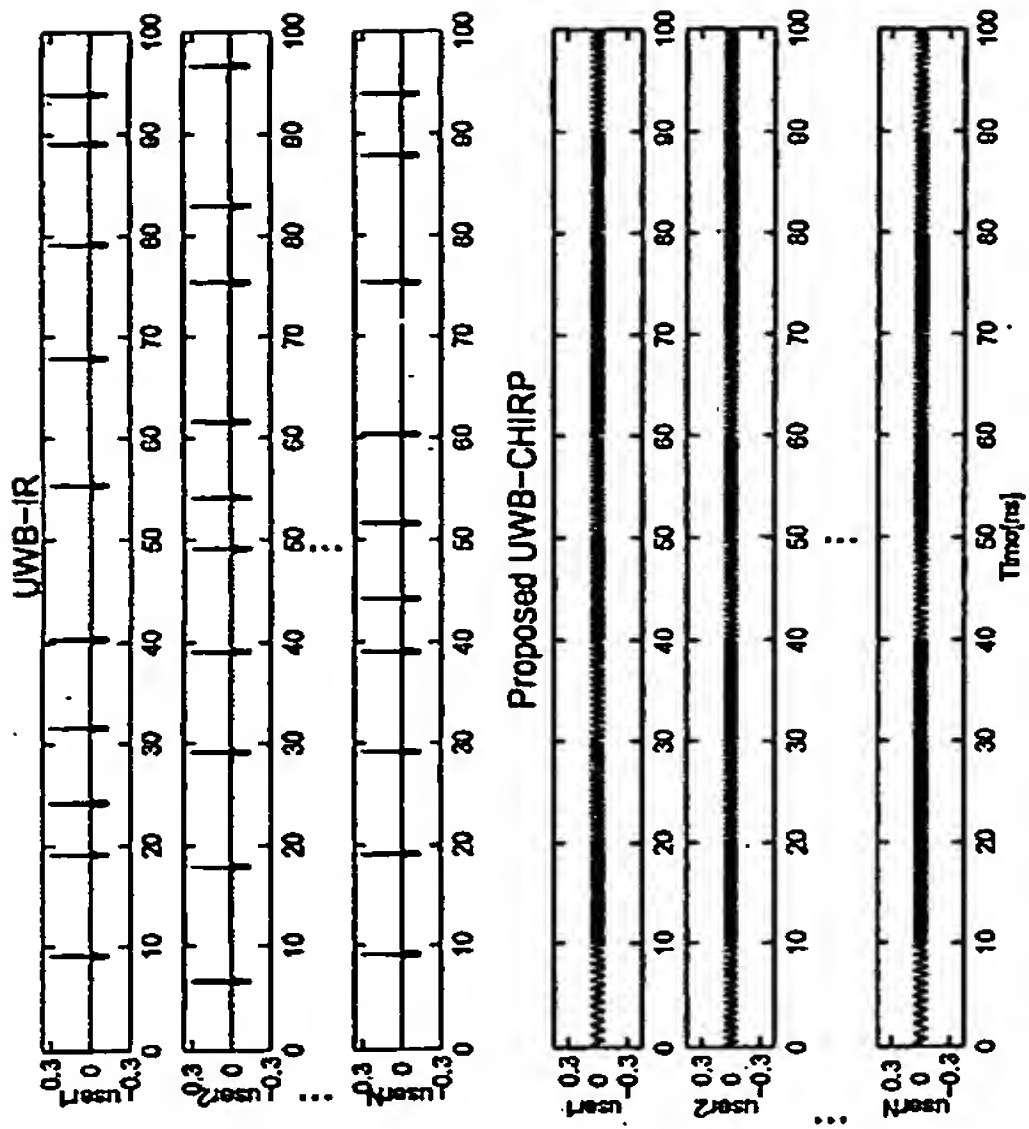
Fig.27





提案するUWB-CHIRP方式の希望波としブリカの相互相関出力

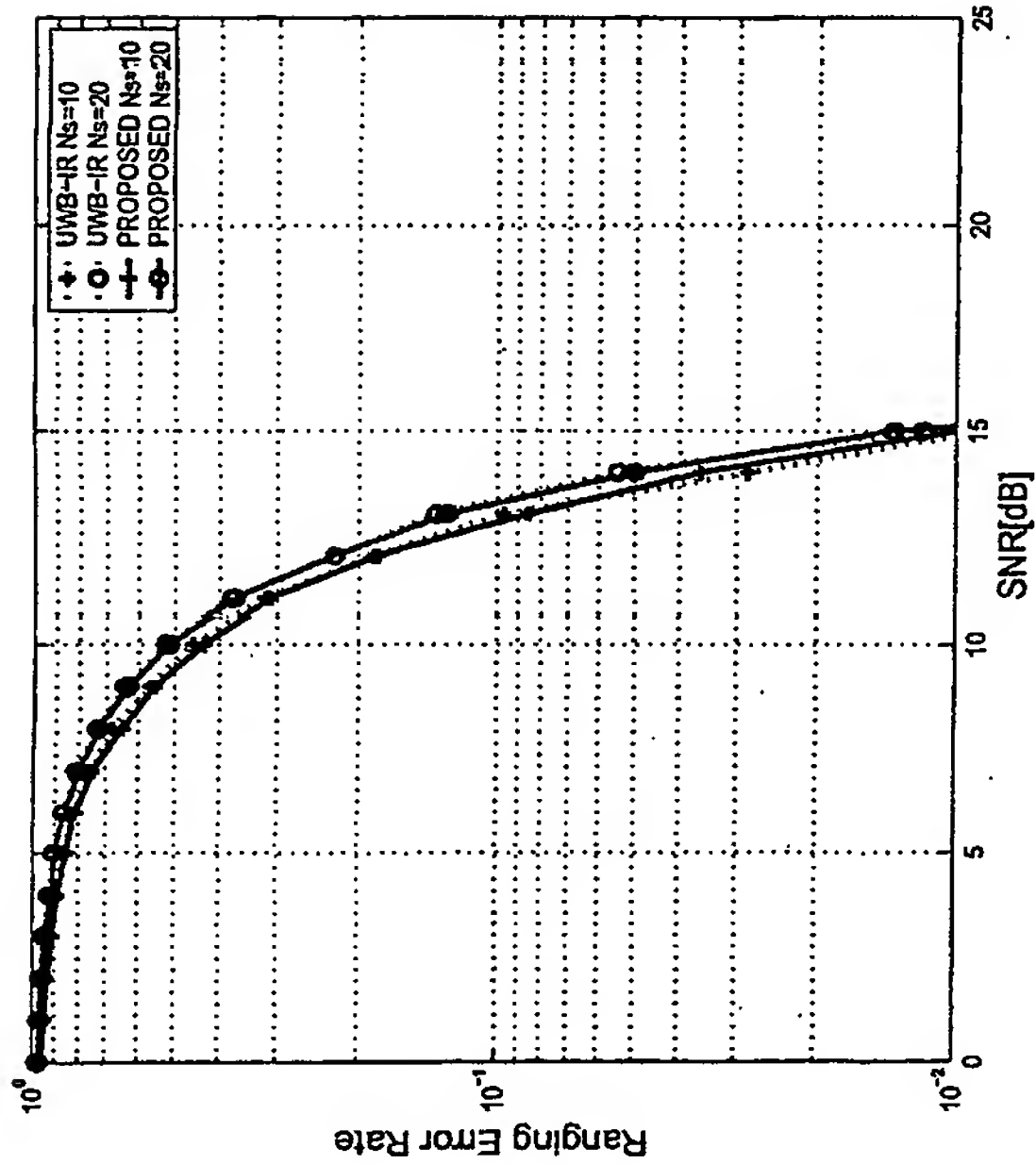
Fig.28



UWB-IR方式と提案するUWB-CHIRP方式のユーザごとの送信波形

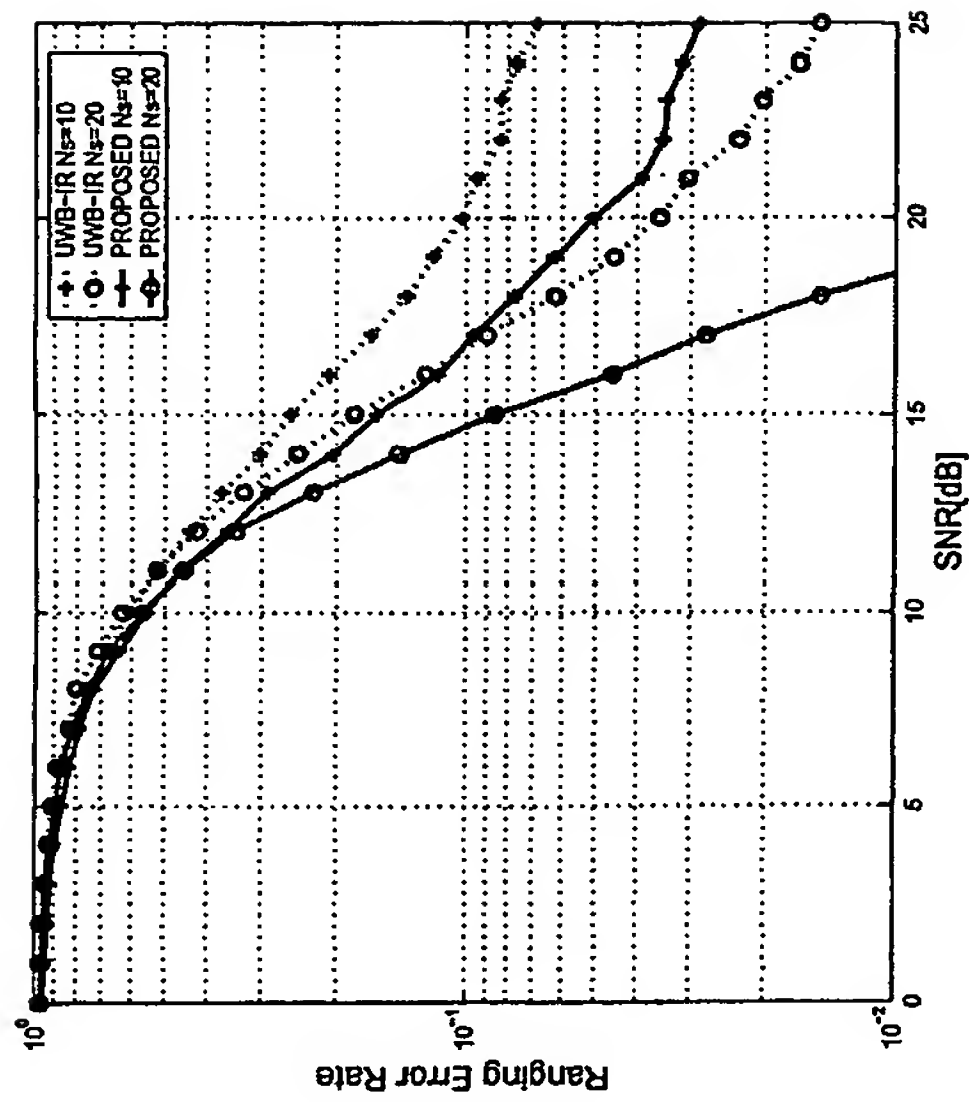
Fig.29





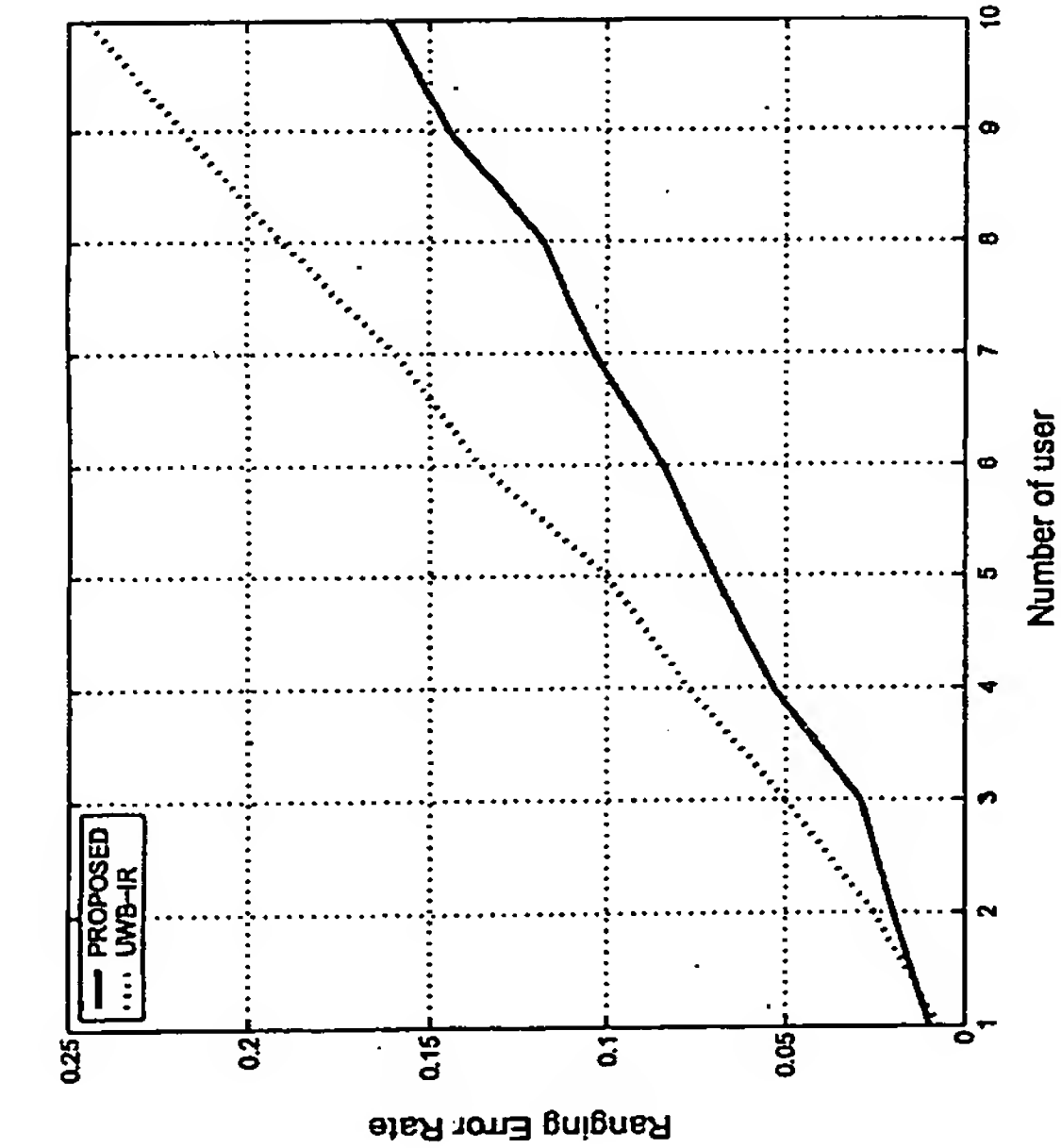
1ユーザ時の測距誤り率

Fig.30



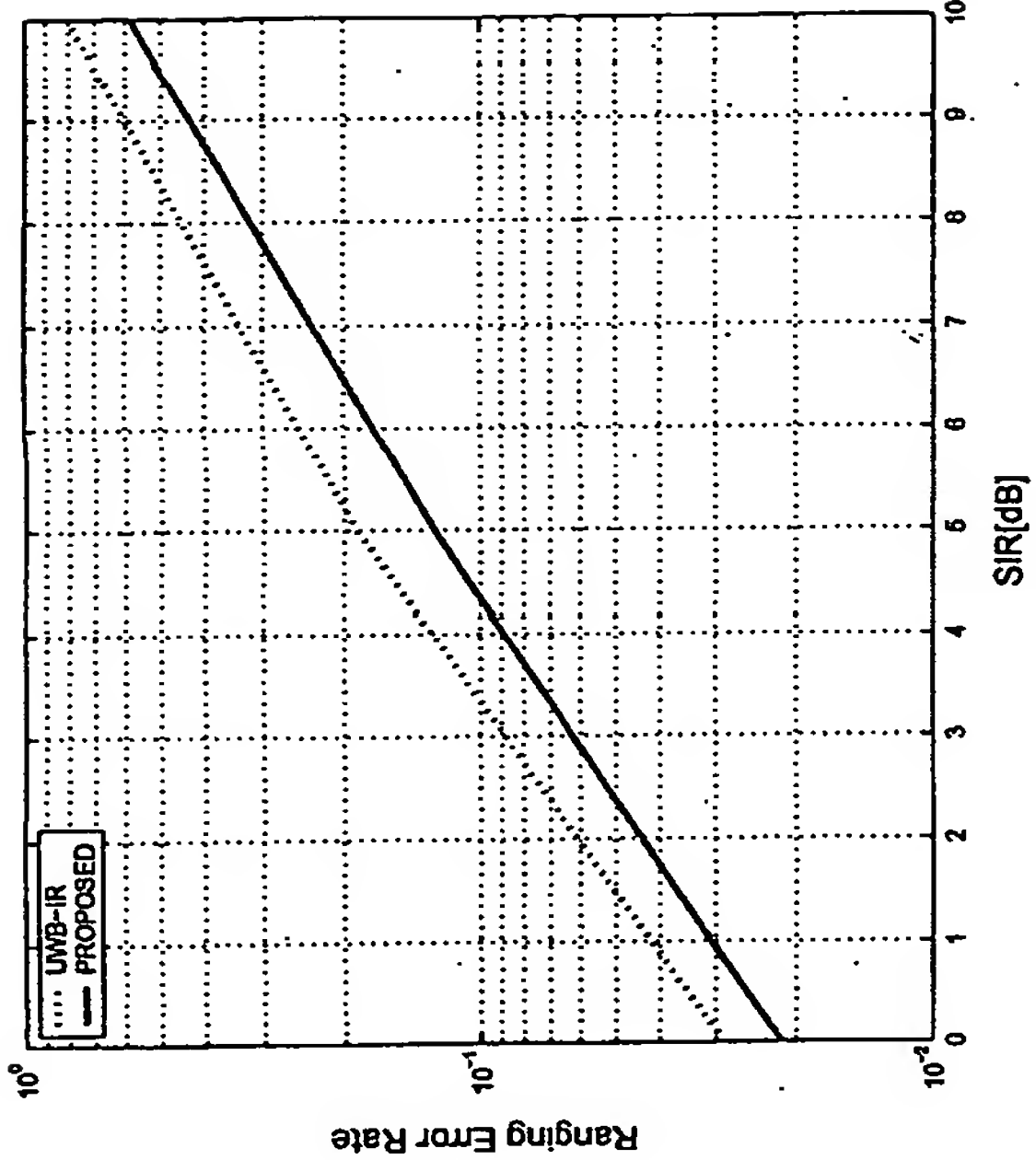
他車両9の測距誤り率

Fig.31



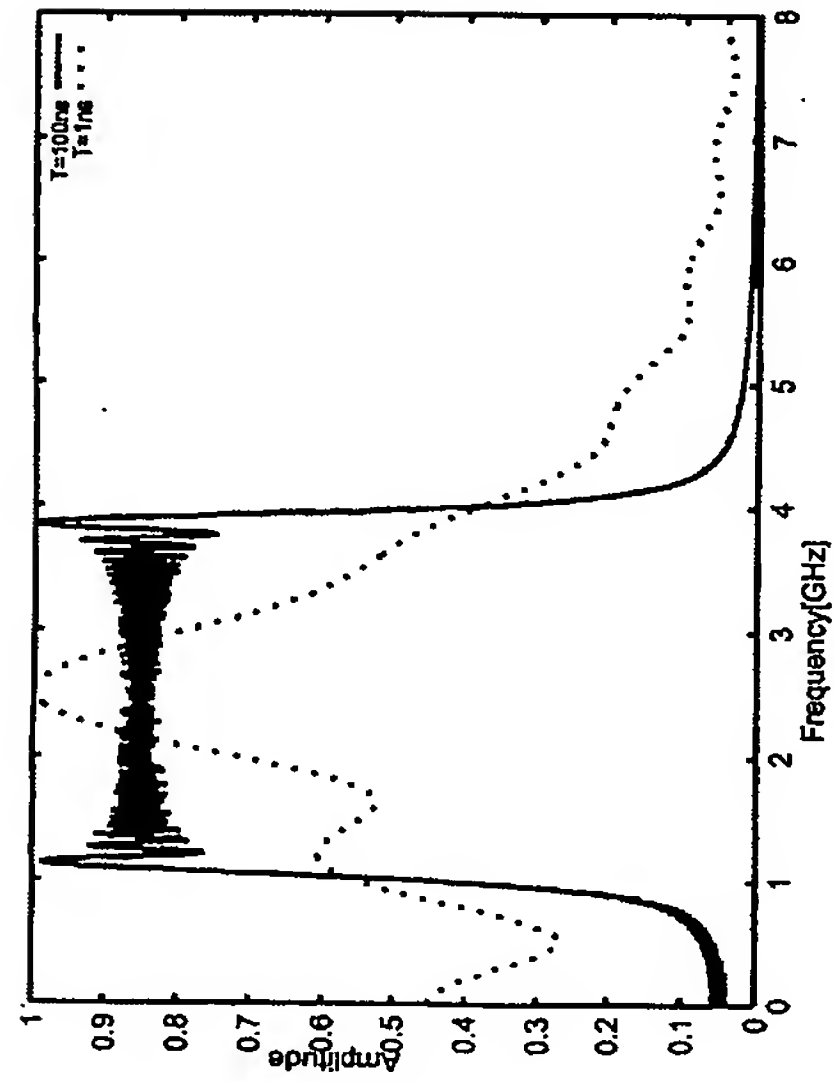
ユーザ数を変化させたときの測距誤り率

Fig.32



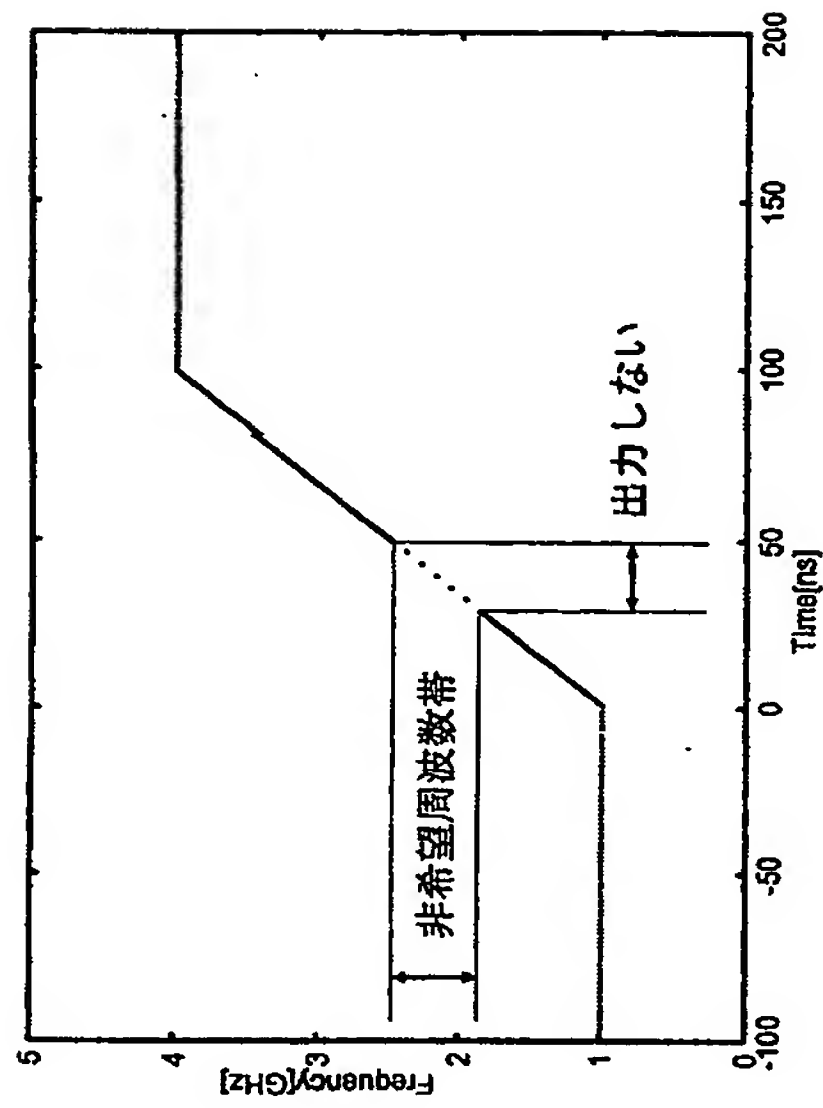
干渉波電力が変化するときの測距誤り率

Fig.33



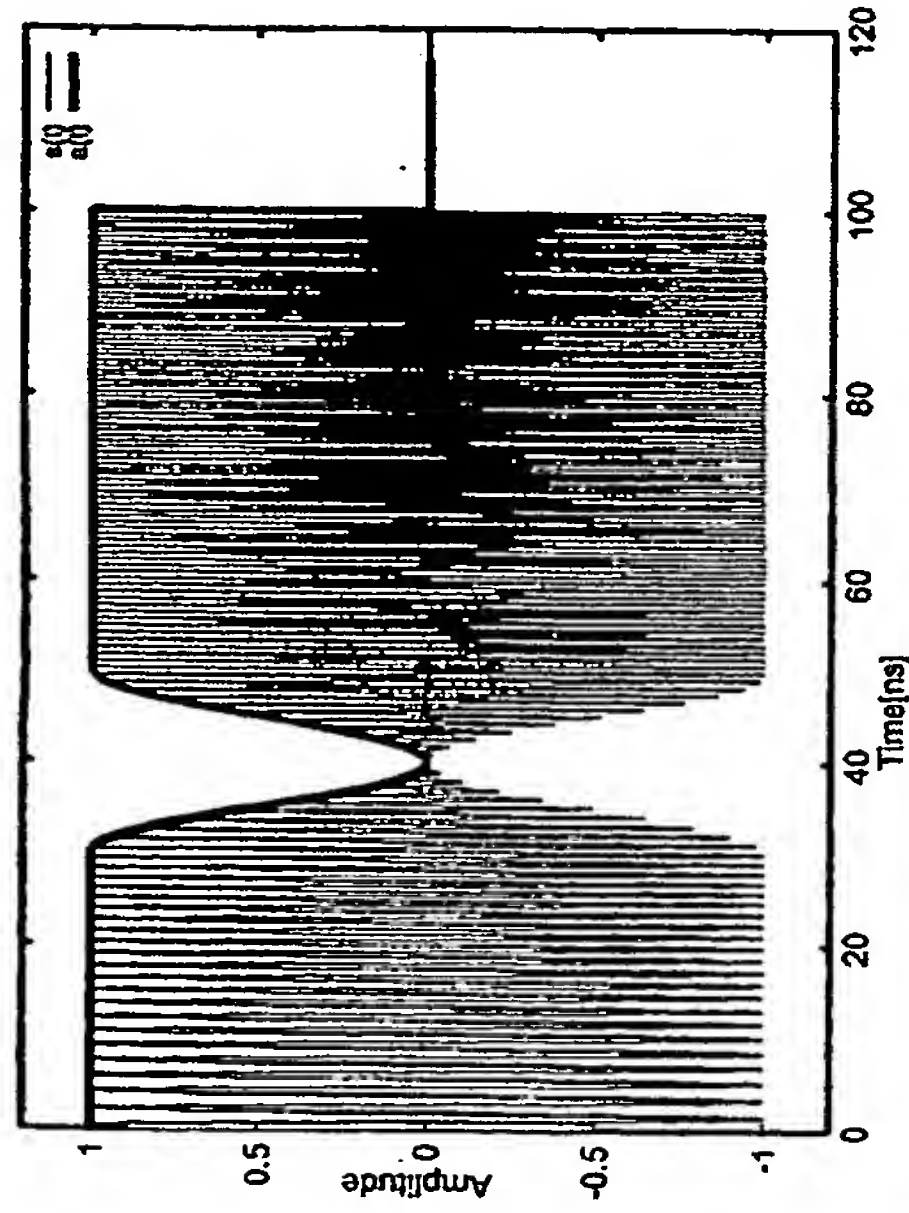
時間幅を換えた場合のスペクトル

Fig.34



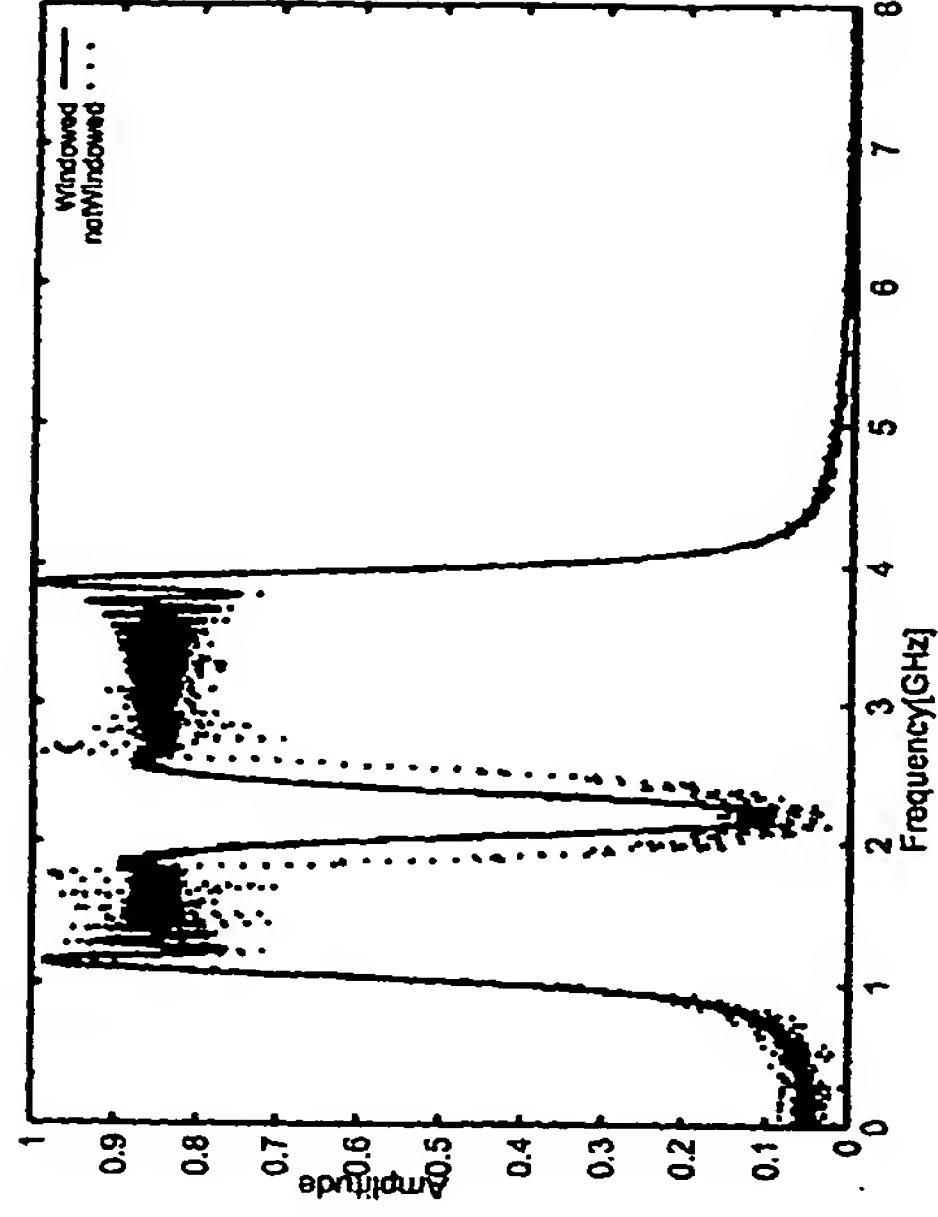
出力を時間的に打ち切る方法

Fig.35



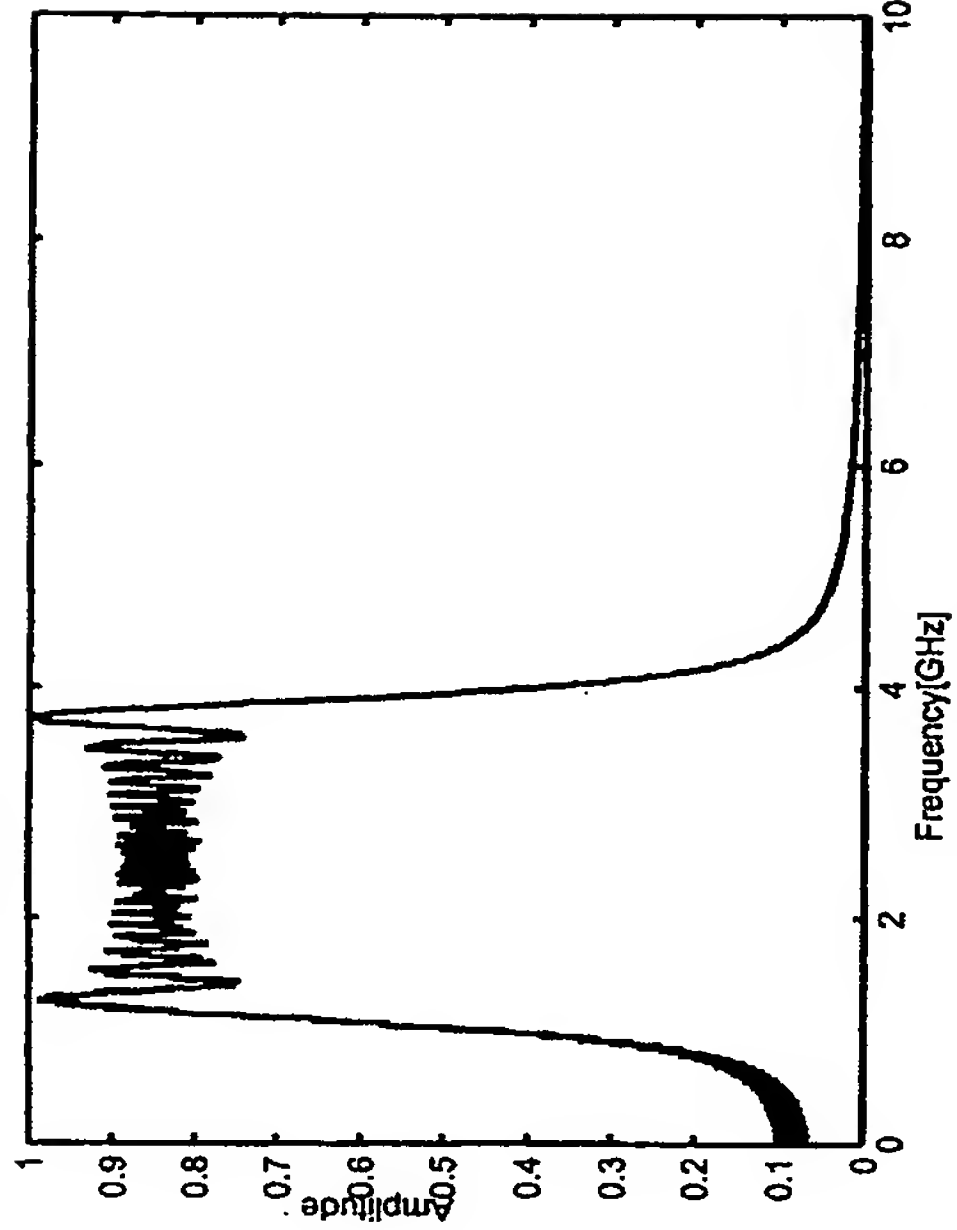
包絡線関数を変化させた波形

Fig.36



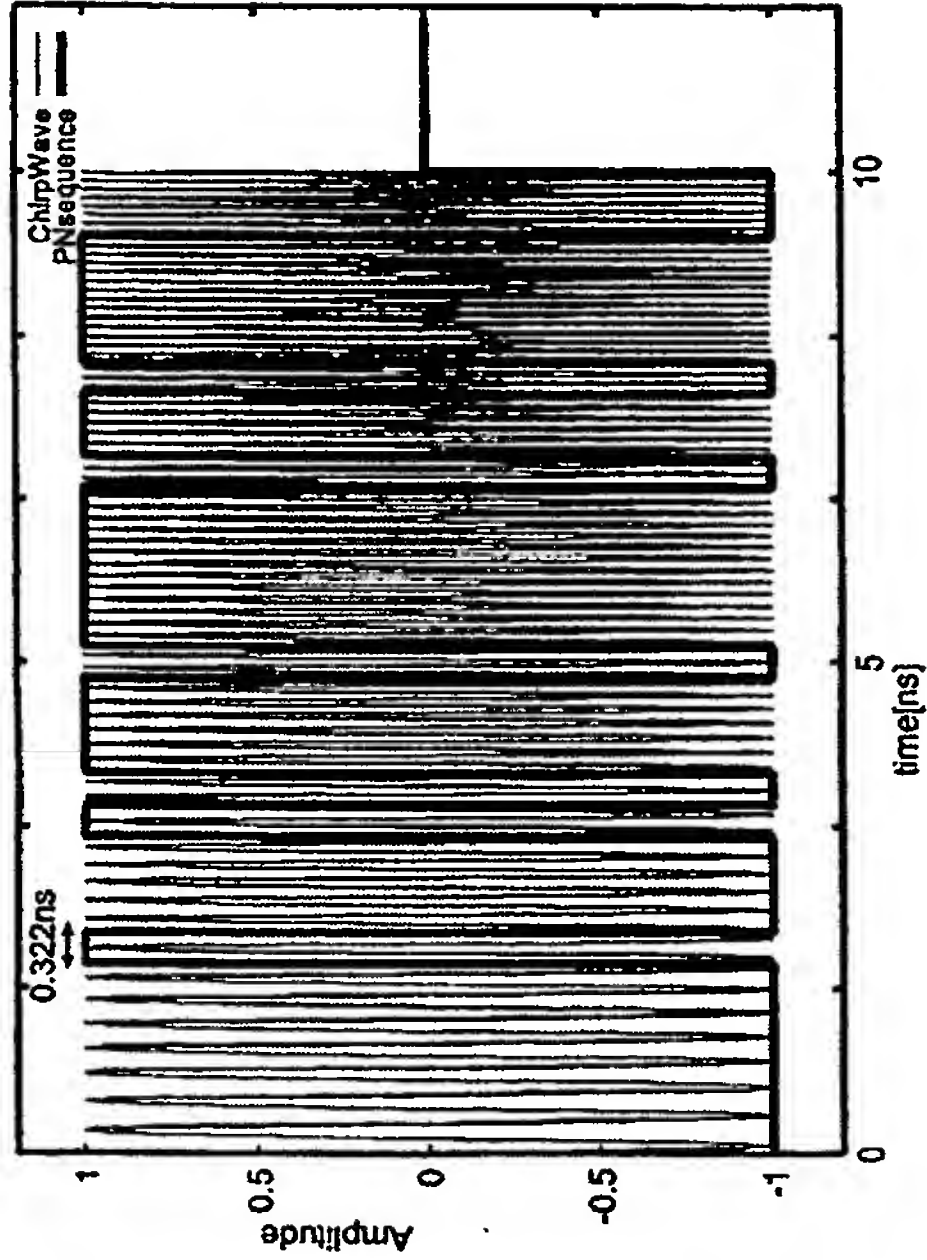
波形を途中で打ち切った場合

Fig.37



チャープ波形のスペクトル出力

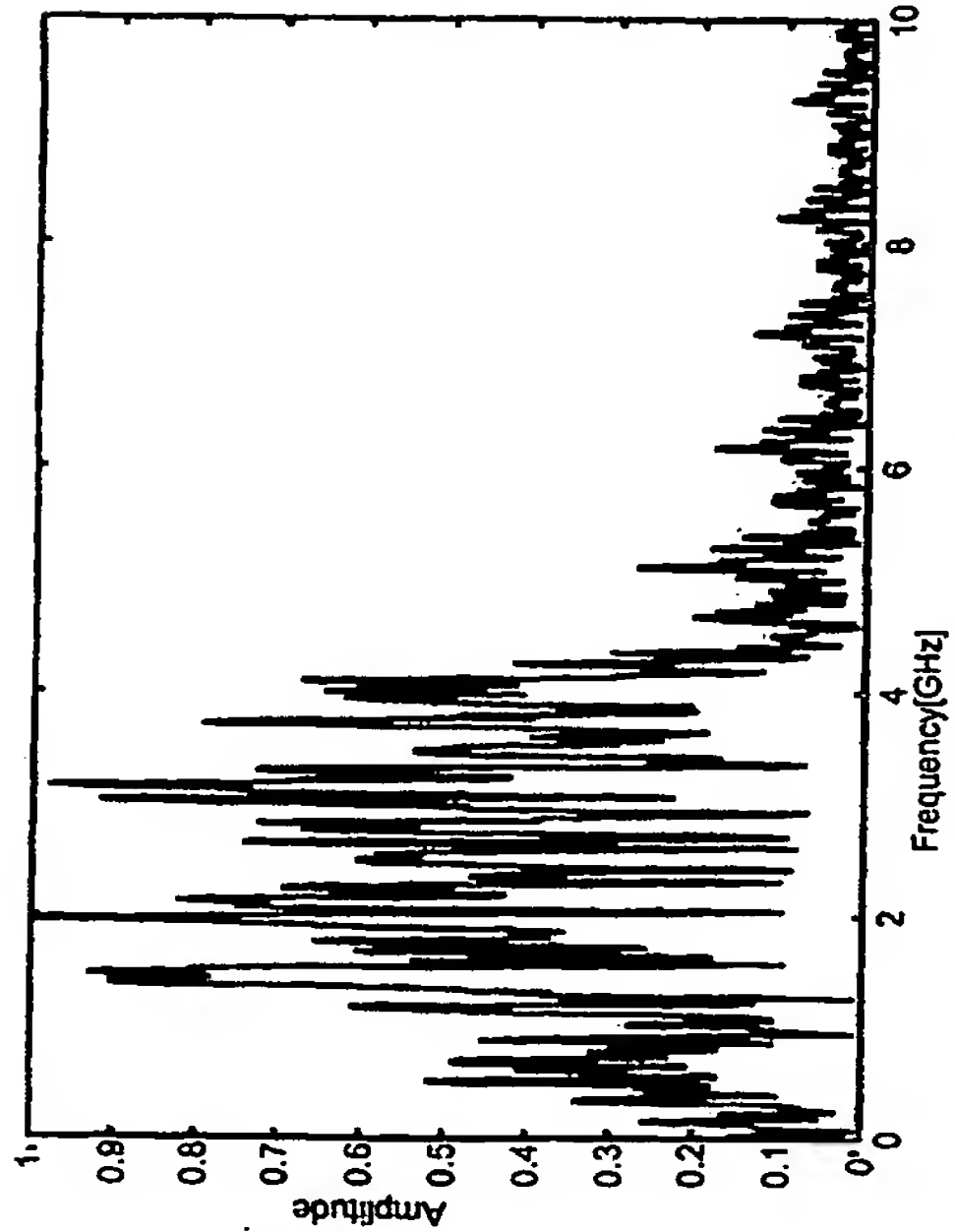
Fig.38



PN系列をかけたチャープ波形

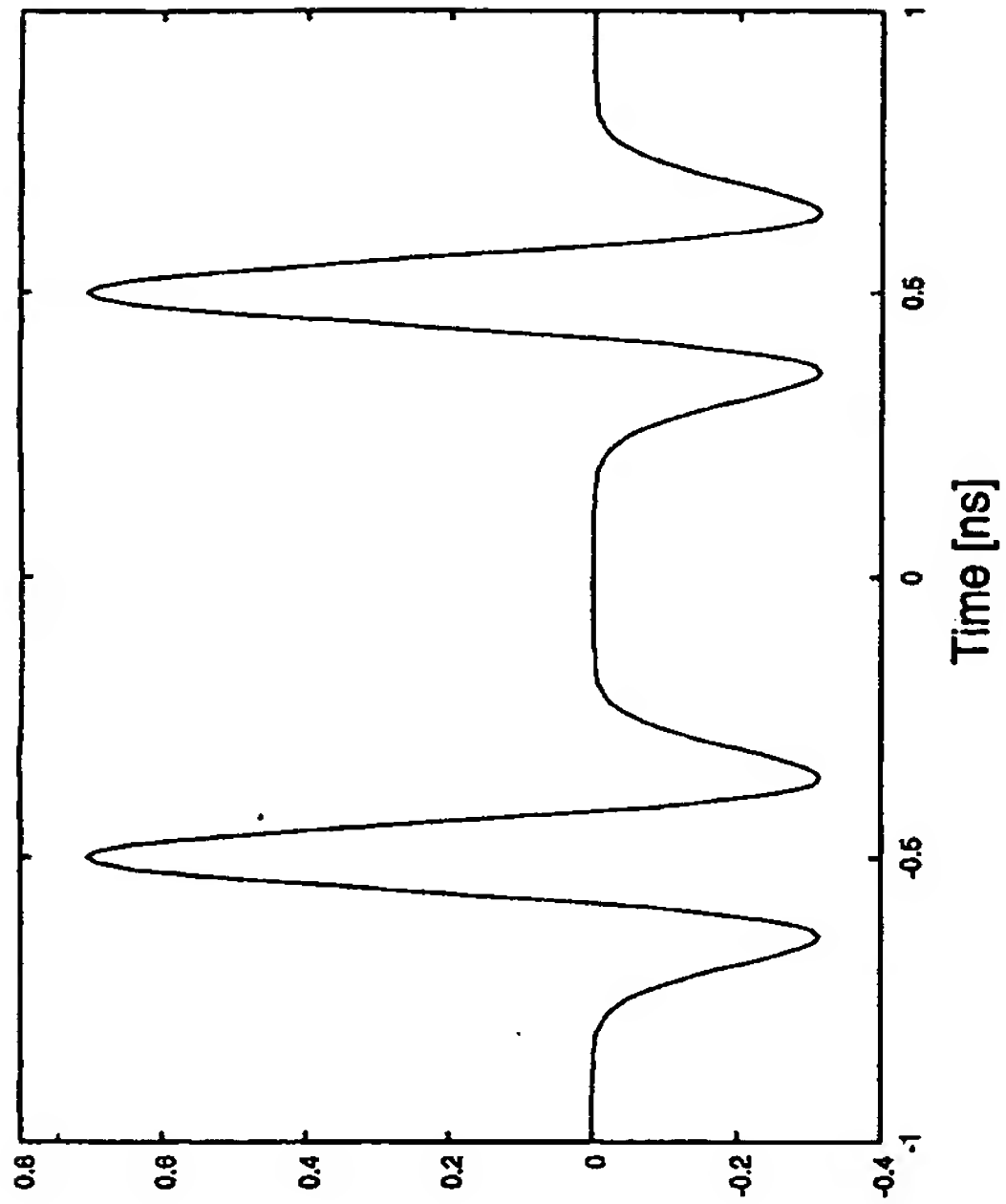
Fig.39





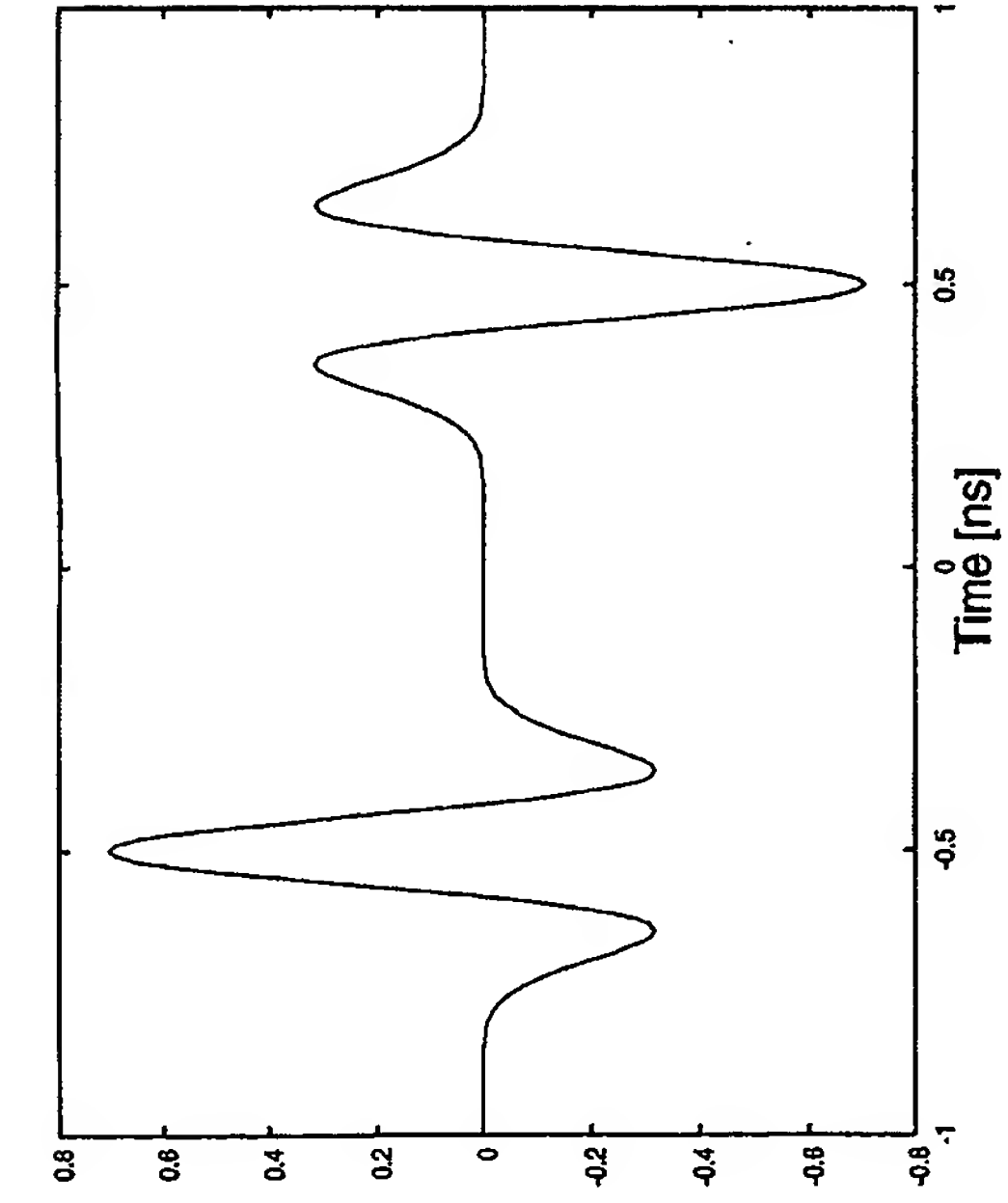
PN波形をかわかせた後のスペクトル出力

Fig.40



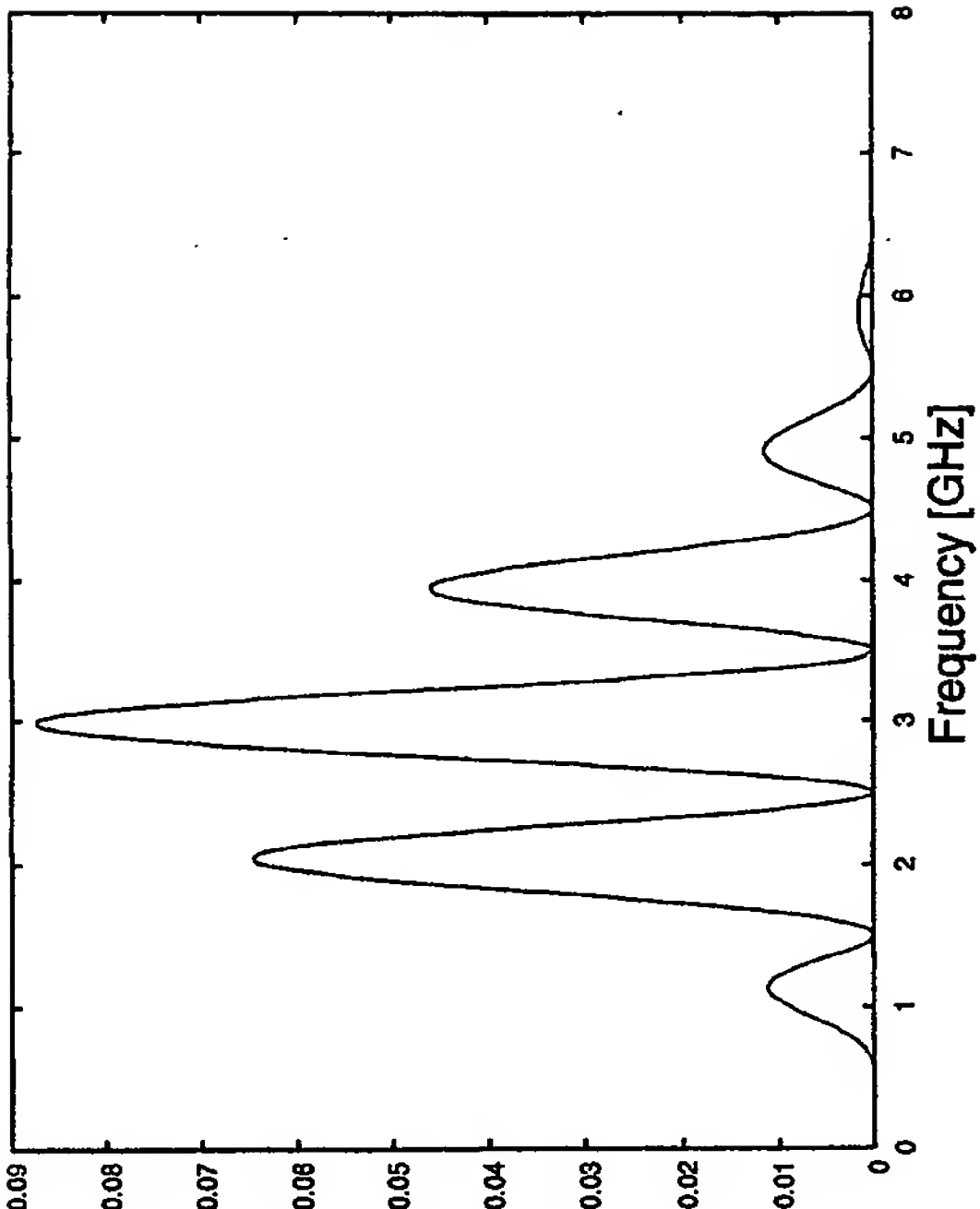
$w_2(t)$  : Dualcycle waveform with  $\tau=1.0$  ns

Fig.41



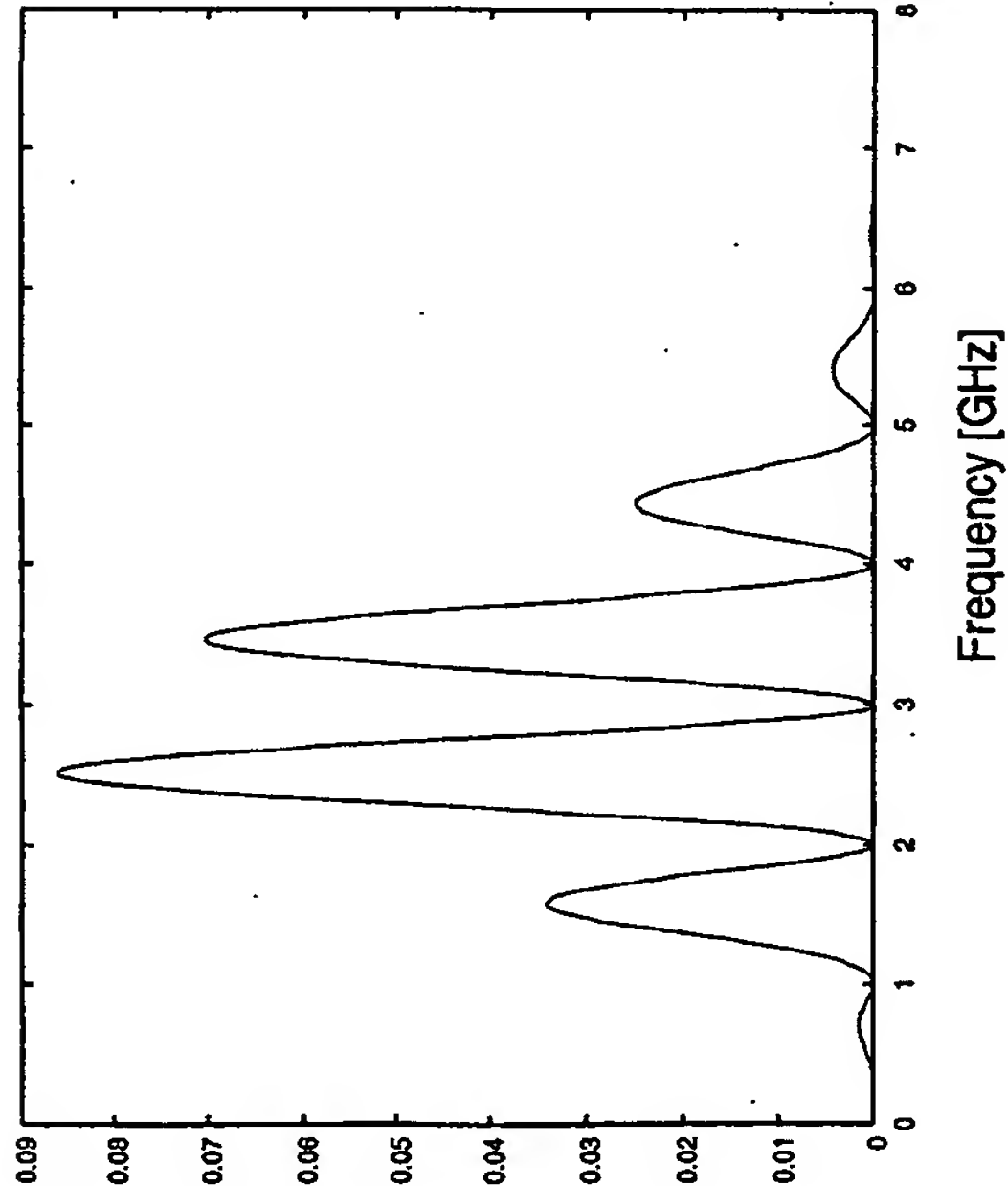
$w_3(t)$  : Dualcycle waveform with  $\tau=1.0$  ns

Fig.42



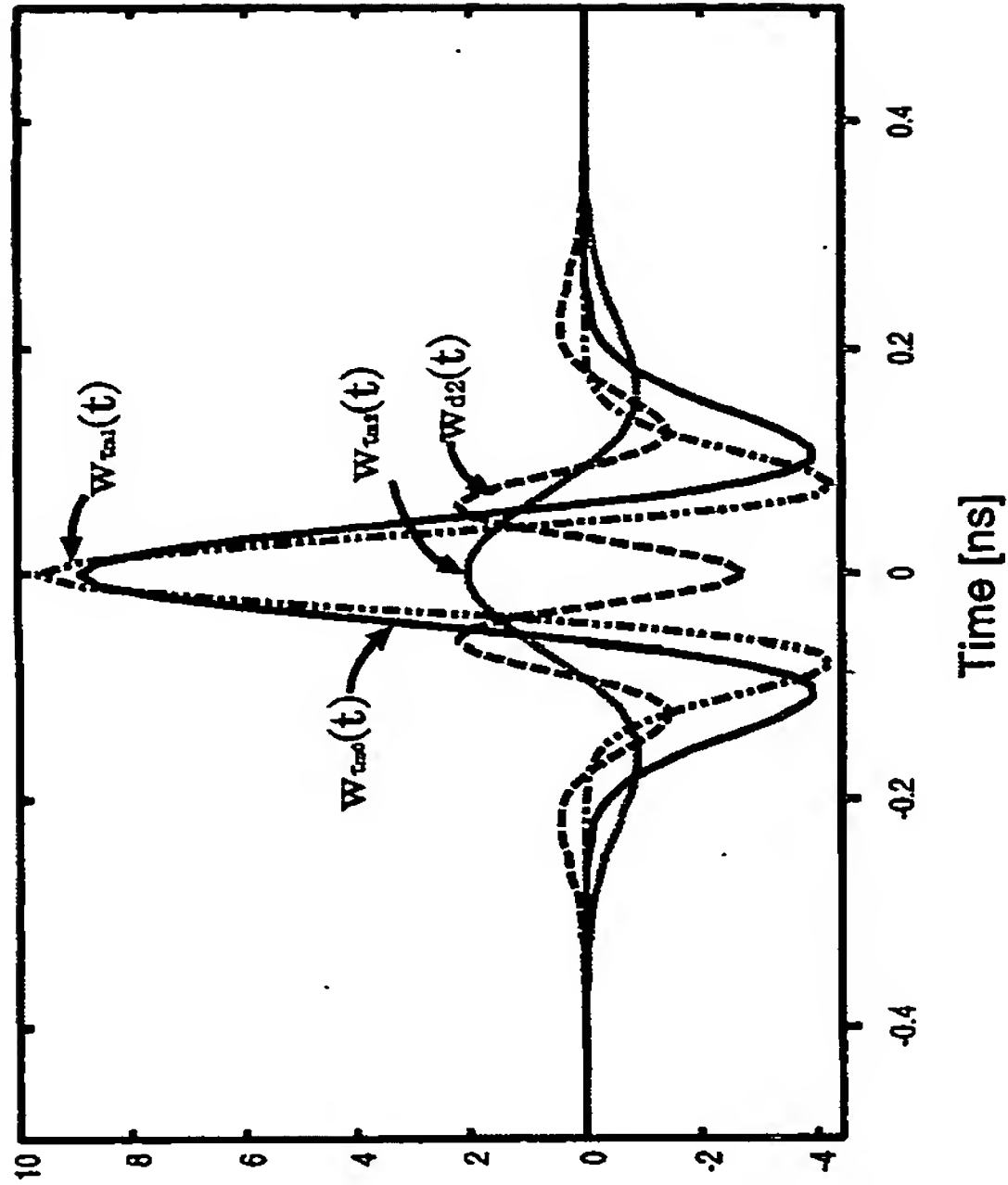
$|W_2(\omega)|^2$  : Power spectrum of dualcycle

Fig.43



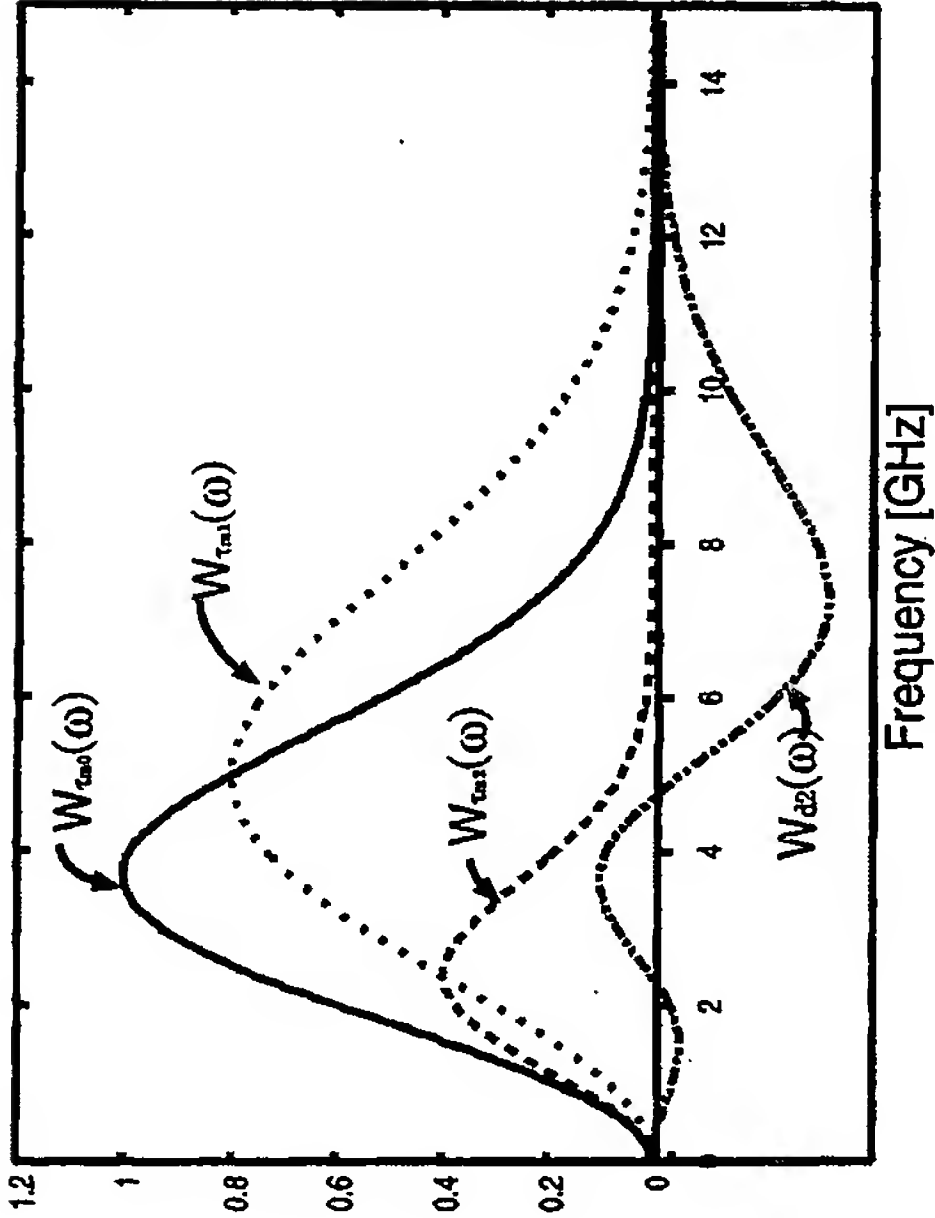
$|W_3(\omega)|^2$  : Power spectrum of dualcycle

Fig.44



Waveform of monocycles and new waveform which is composed of monocycles with different time duration. In this example, we use  $\tau_{m0} = 0.2156$ ,  $\omega_1 = 31.42(= 5.0 [GHz])$ ,  $\omega_2 = 15.08(= 2.4 [GHz])$ .  $\tau_{m1}$  and  $\tau_{m2}$  are inversely proportional to  $\omega_1$  and  $\omega_2$

Fig.45



Frequency characteristics of  $w_{rms}(t)$ ,  $w_{rms}(t)$ ,  $w_{rms}(t)$  and  $w_x(t)$ .

Fig.46

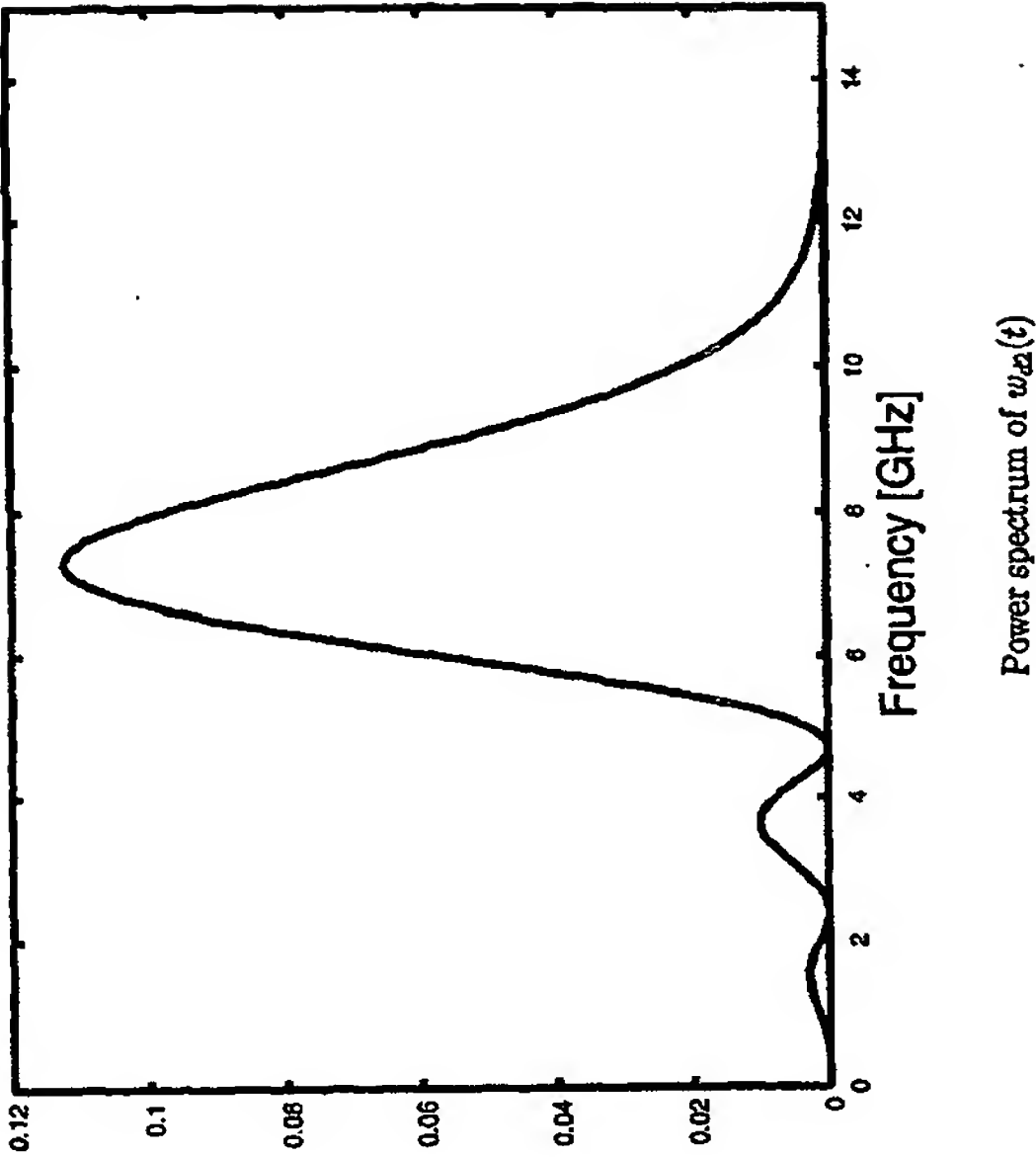
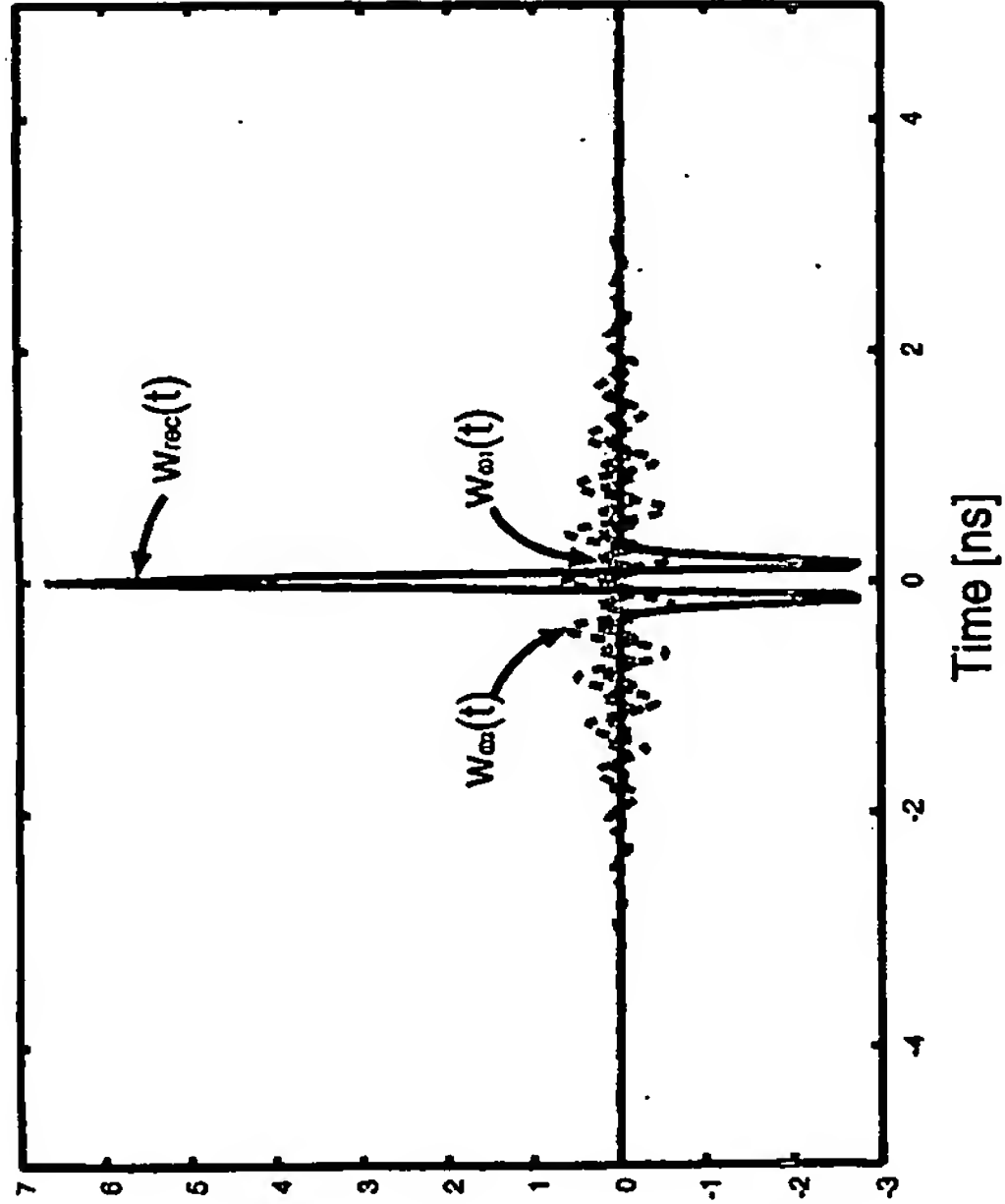
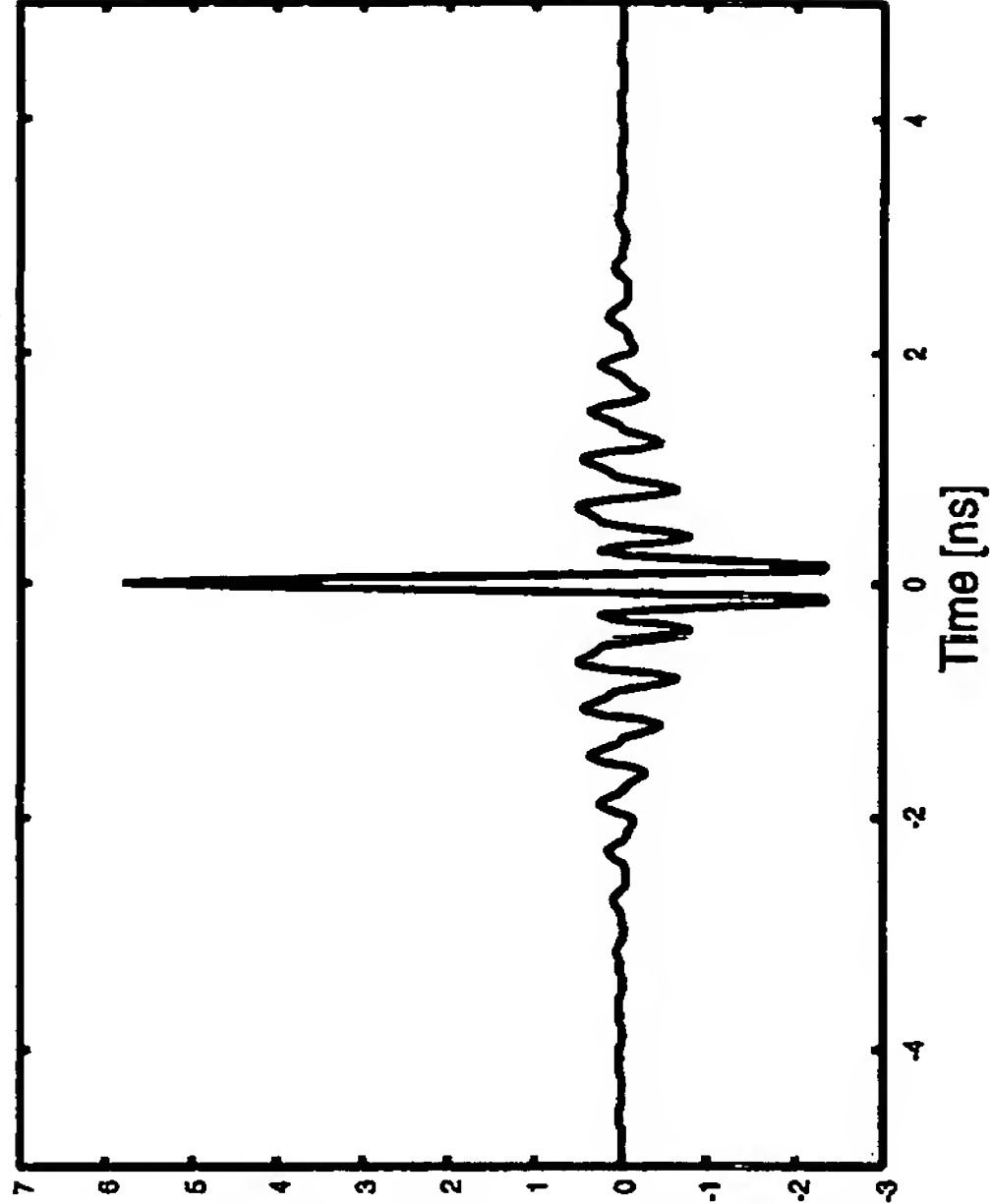


Fig.47



Waveform of each generated for making pulse  $w_x(t)$ . In this example, we use  $\tau_m = 0.2877$ ,  $\alpha = 10.0$ ,  $\omega_1 = 31.42(= 5.0[GHz])$  and  $\omega_2 = 15.08(= 2.4[GHz])$

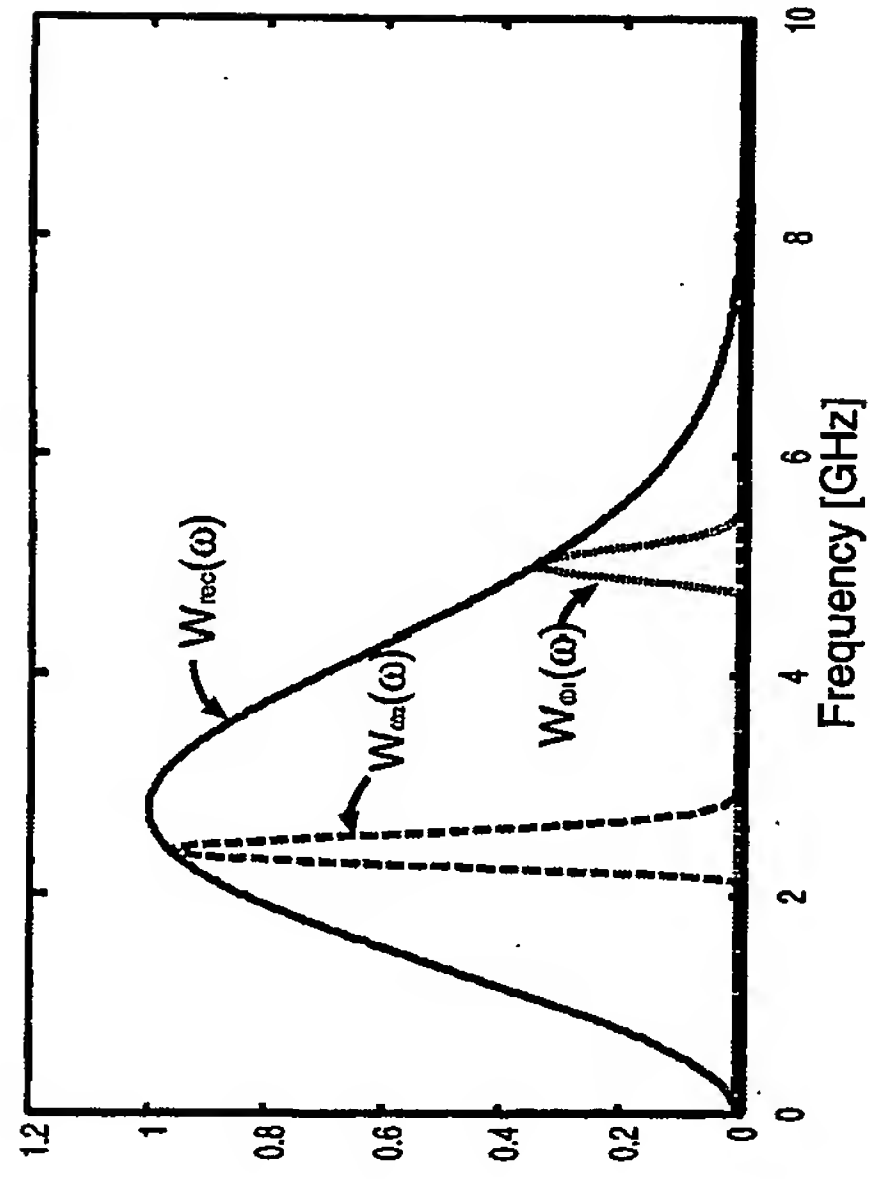
Fig.48



Waveform of the new pulse  $w_x(t)$  by using the pulses of Figure. 13.

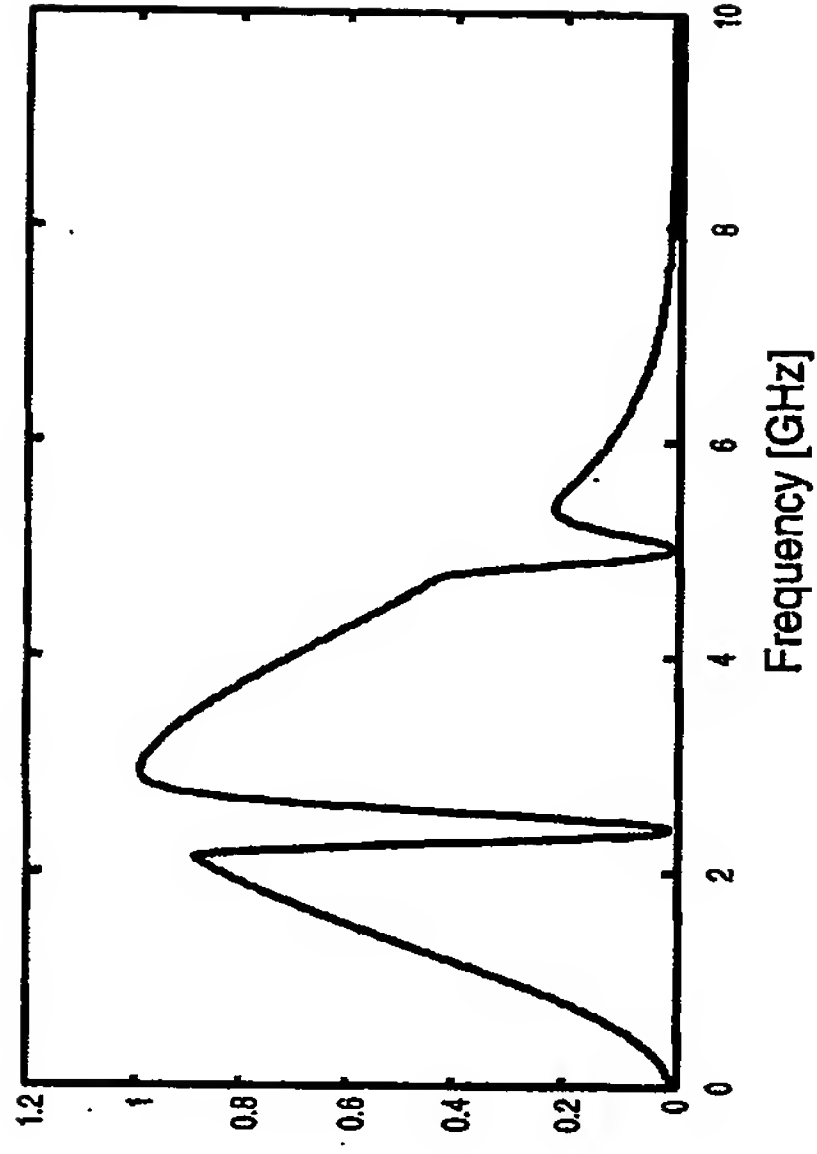
Fig.49





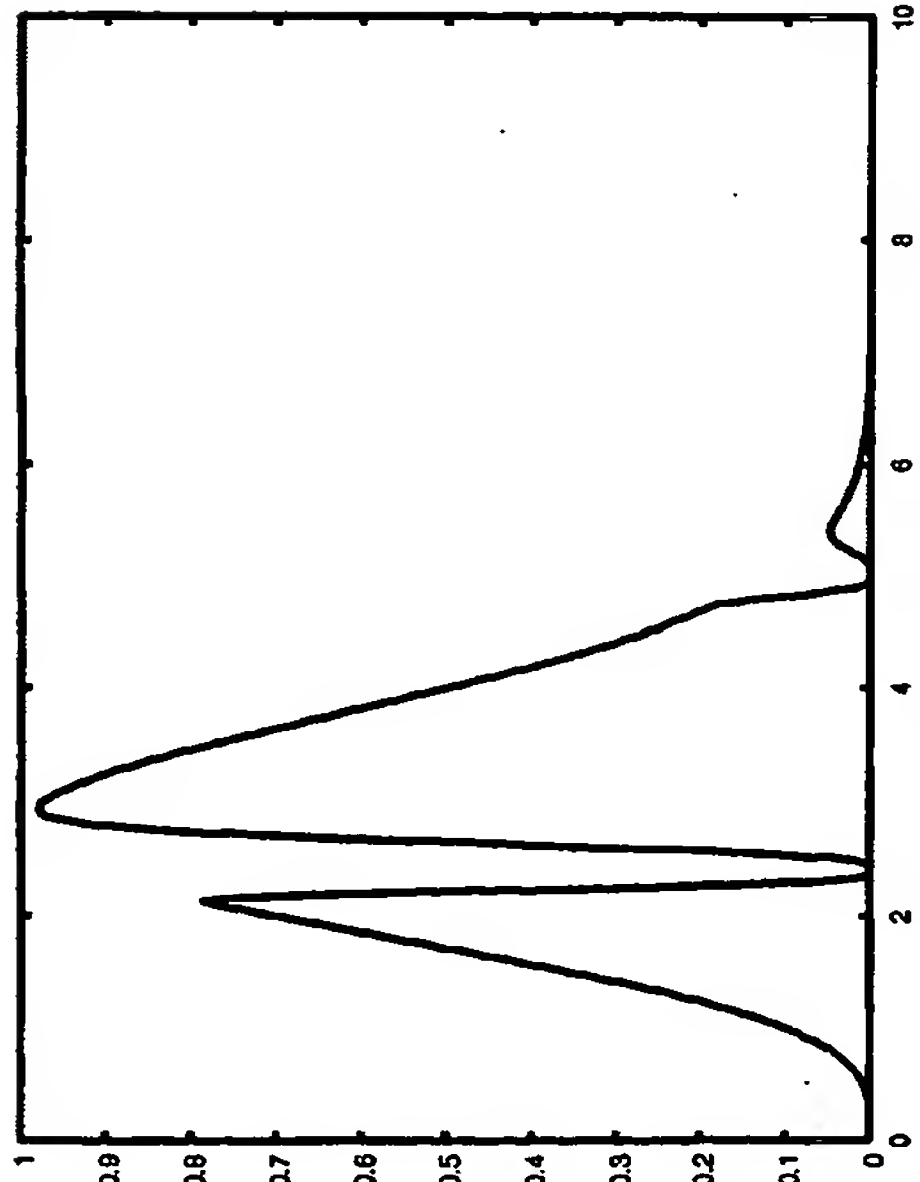
Frequency characteristics of  $w_{rec}(t)$ ,  $w_{w1}(t)$  and  $w_{w2}(t)$ .

Fig.50



Frequency characteristic of  $w_z(t)$ .

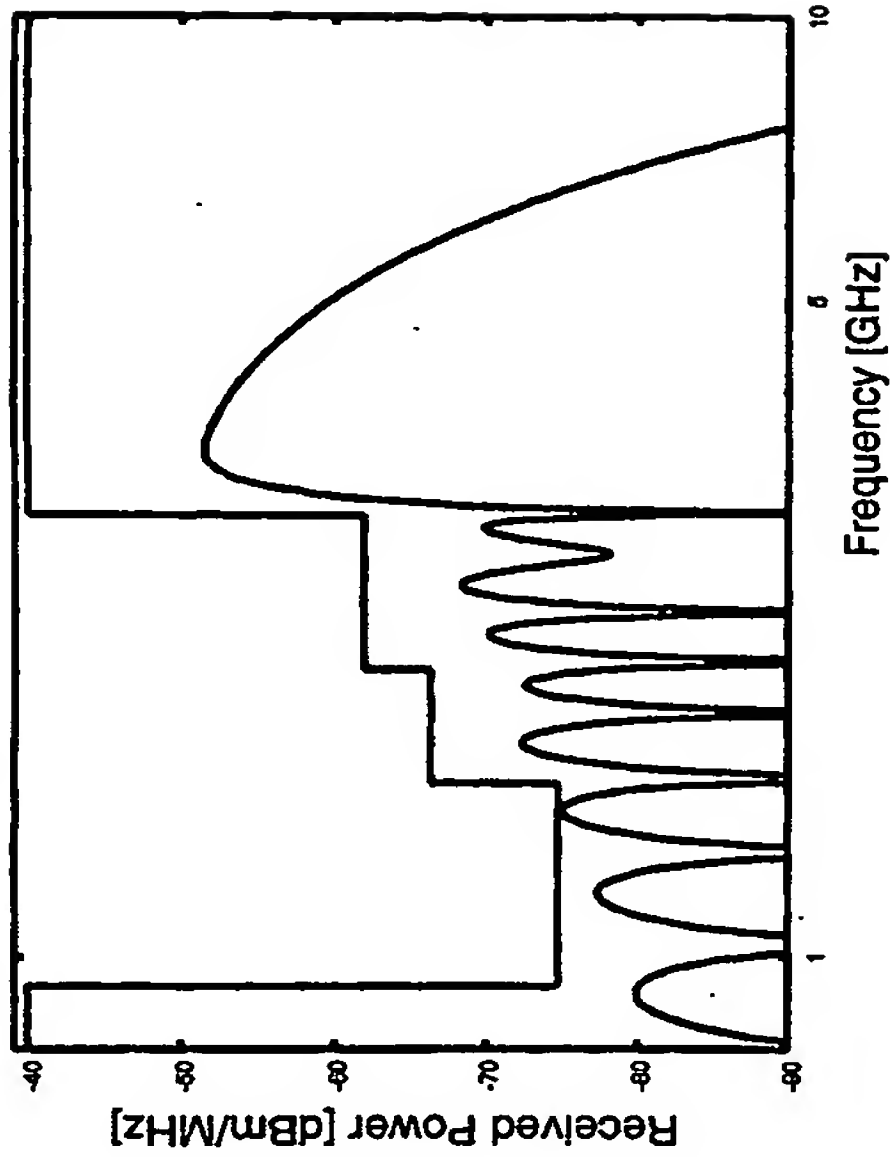
Fig.51



Frequency [GHz]

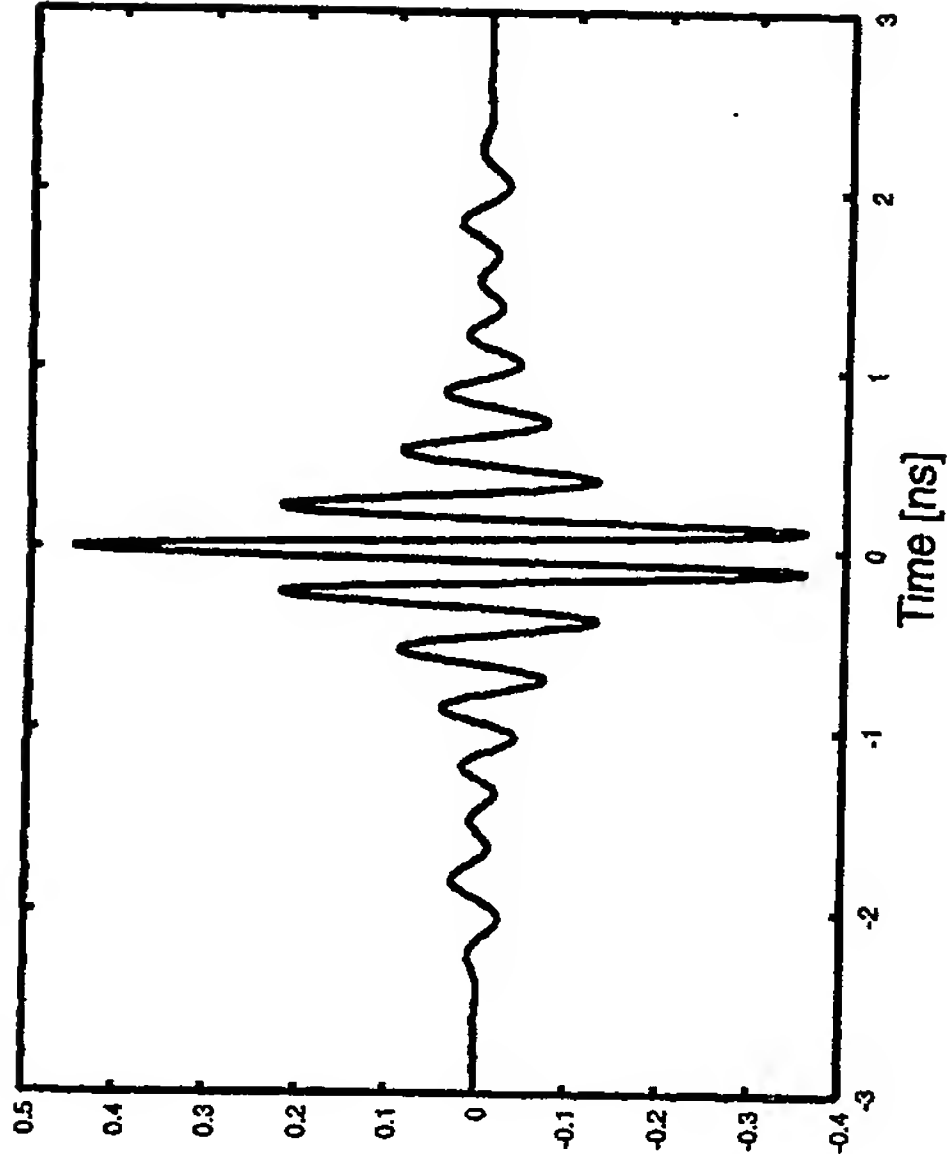
$|W_s(\omega)|^2$  : Power spectrum of  $w_s(t)$

Fig.52



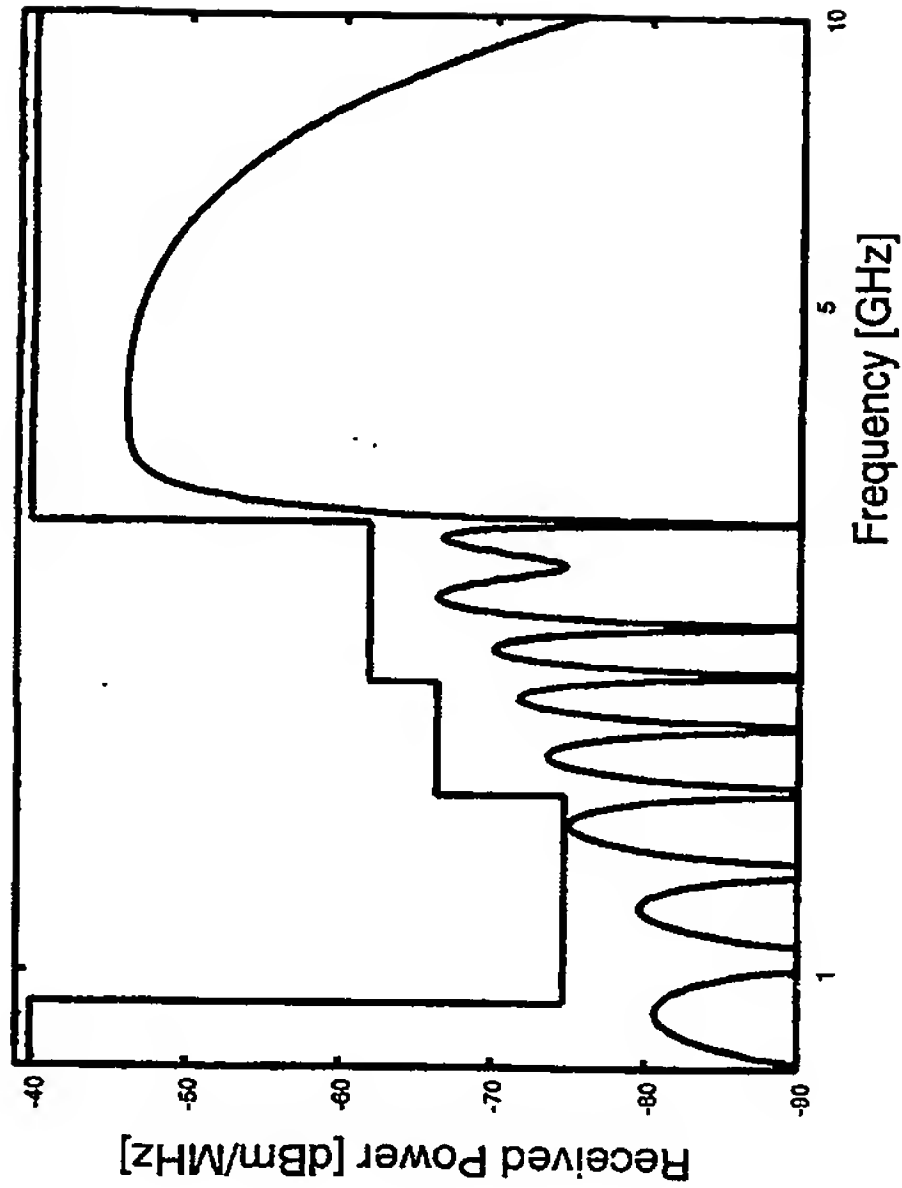
A spectrum mask and the power spectrum of  $w_s(t)$  in which  $\tau_m = 0.2877$ ,  $\alpha = 10.0$ ,  $\omega_1 = 6.03 (= 0.96GHz)$ ,  $d = \pi (= 0.5GHz)$  and  $k = 5$

Fig.53



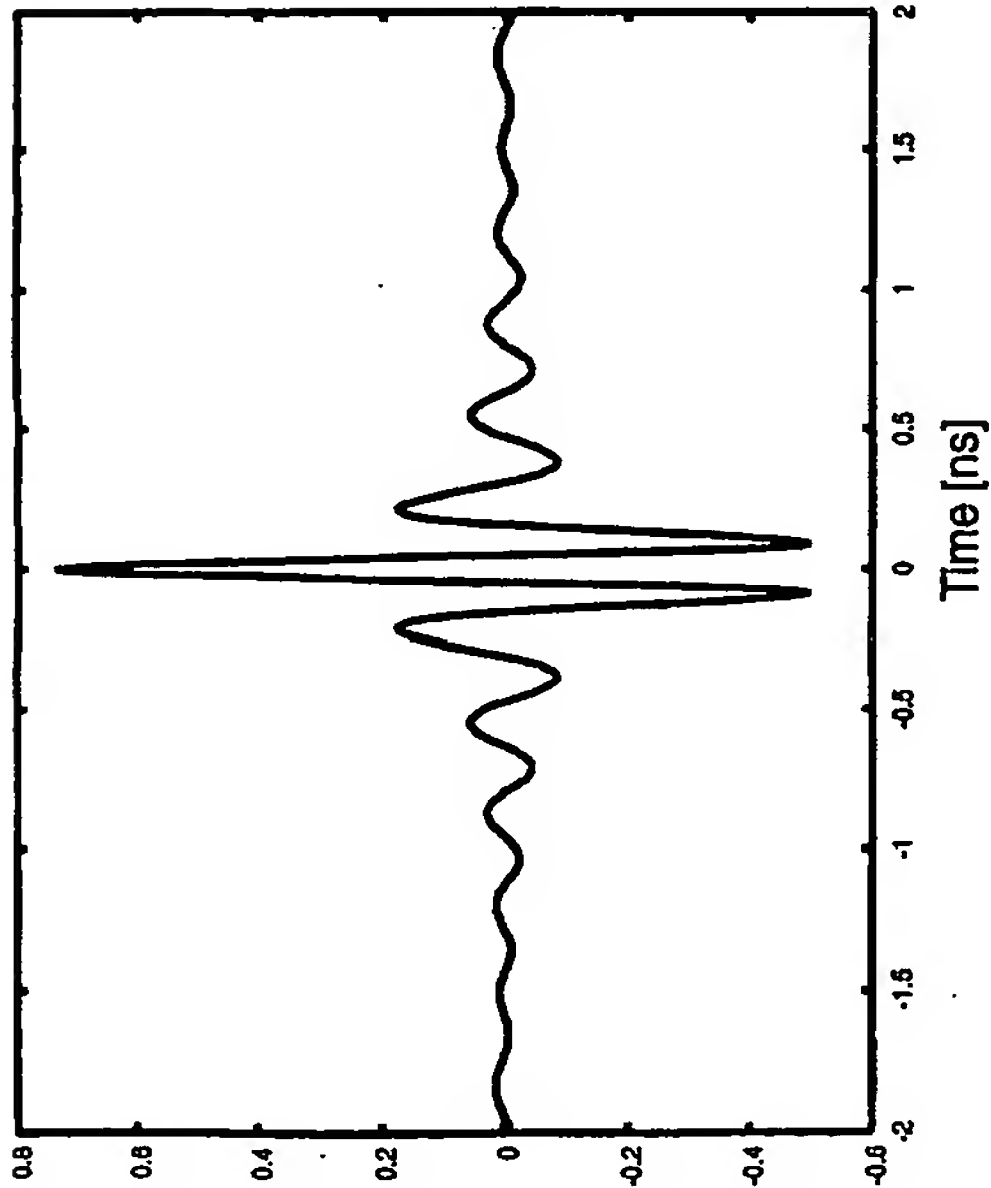
The waveform  $w_z(t)$  in which  $\tau_m = 0.2877$ ,  $\alpha = 10.0$ ,  $\omega_1 = 6.03(=0.96GHz)$ ,  $d = \pi(=0.5GHz)$  and  $k = 5$

Fig.54



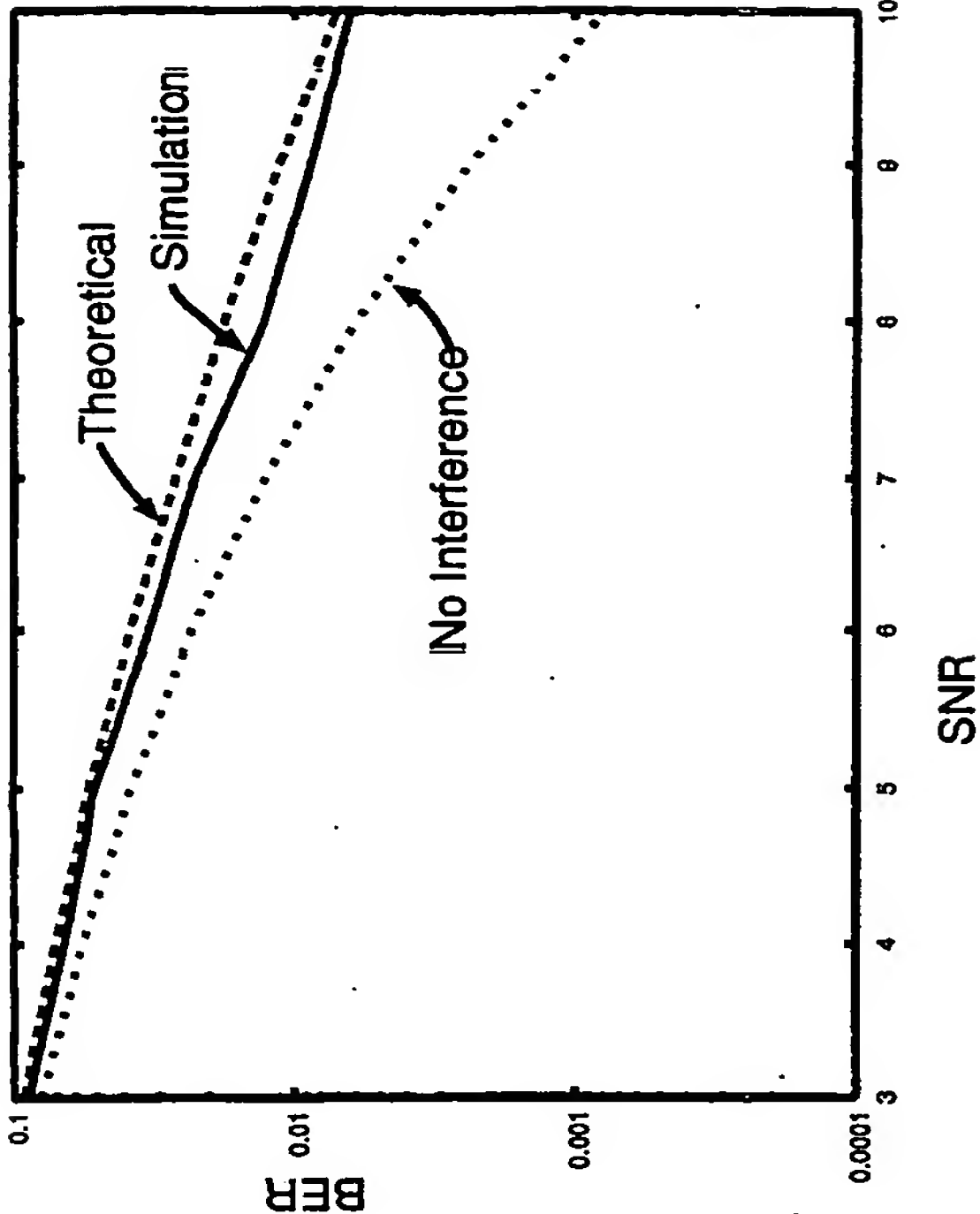
A spectrum mask and the power spectrum of  $w_z(t)$  in which  $\tau_m = 0.2$ ,  $\alpha = 14.385$ ,  $\omega_1 = 6.03(=0.96GHz)$ ,  $d = \pi(=0.5GHz)$  and  $k = 5$

Fig.55



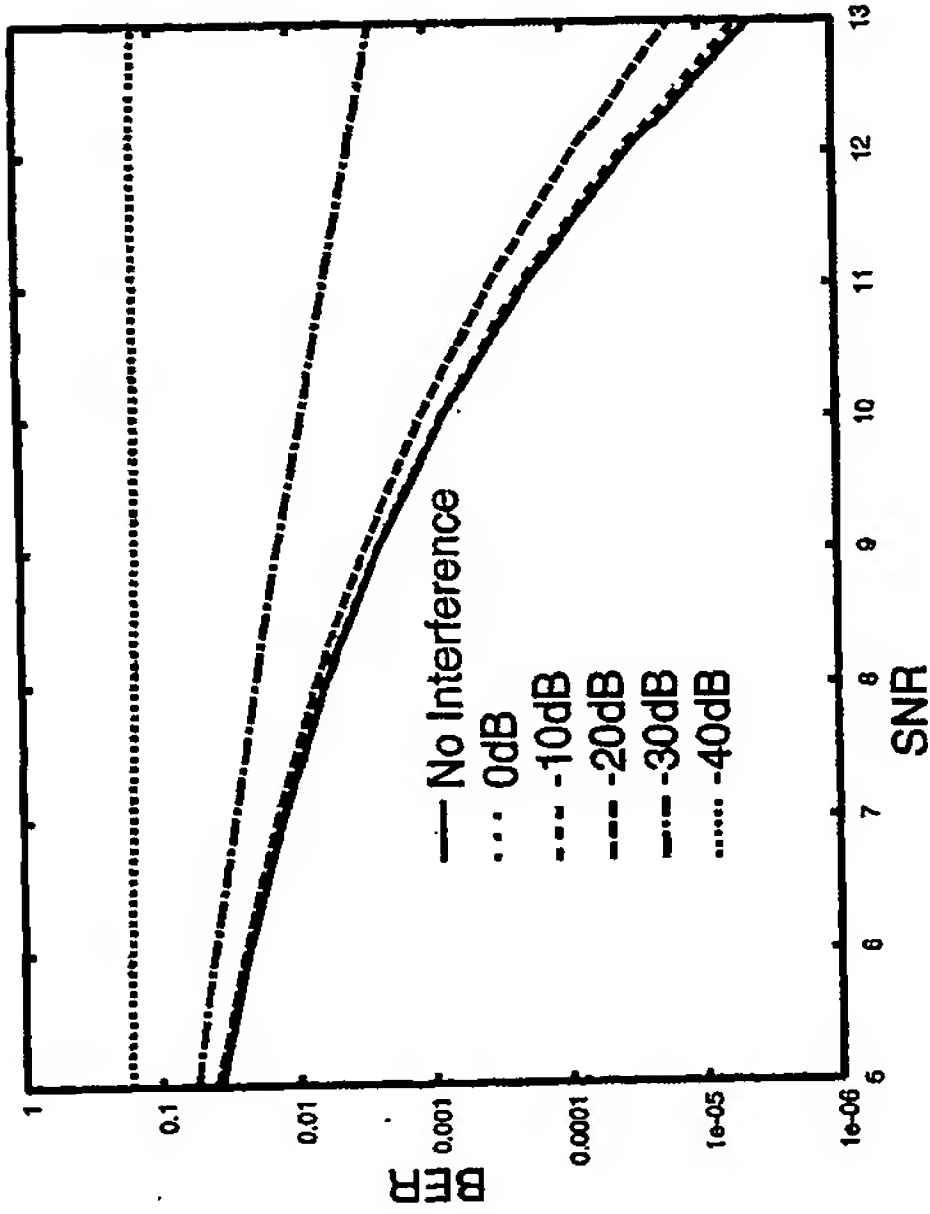
The waveform  $w_s(t)$  in which  $\tau_m = 0.2$ ,  $\alpha = 14.385$ ,  $\omega_1 = 6.03(= 0.96GHz)$ ,  $d = \pi(= 0.5GHz)$  and  $k = 5$

Fig.56



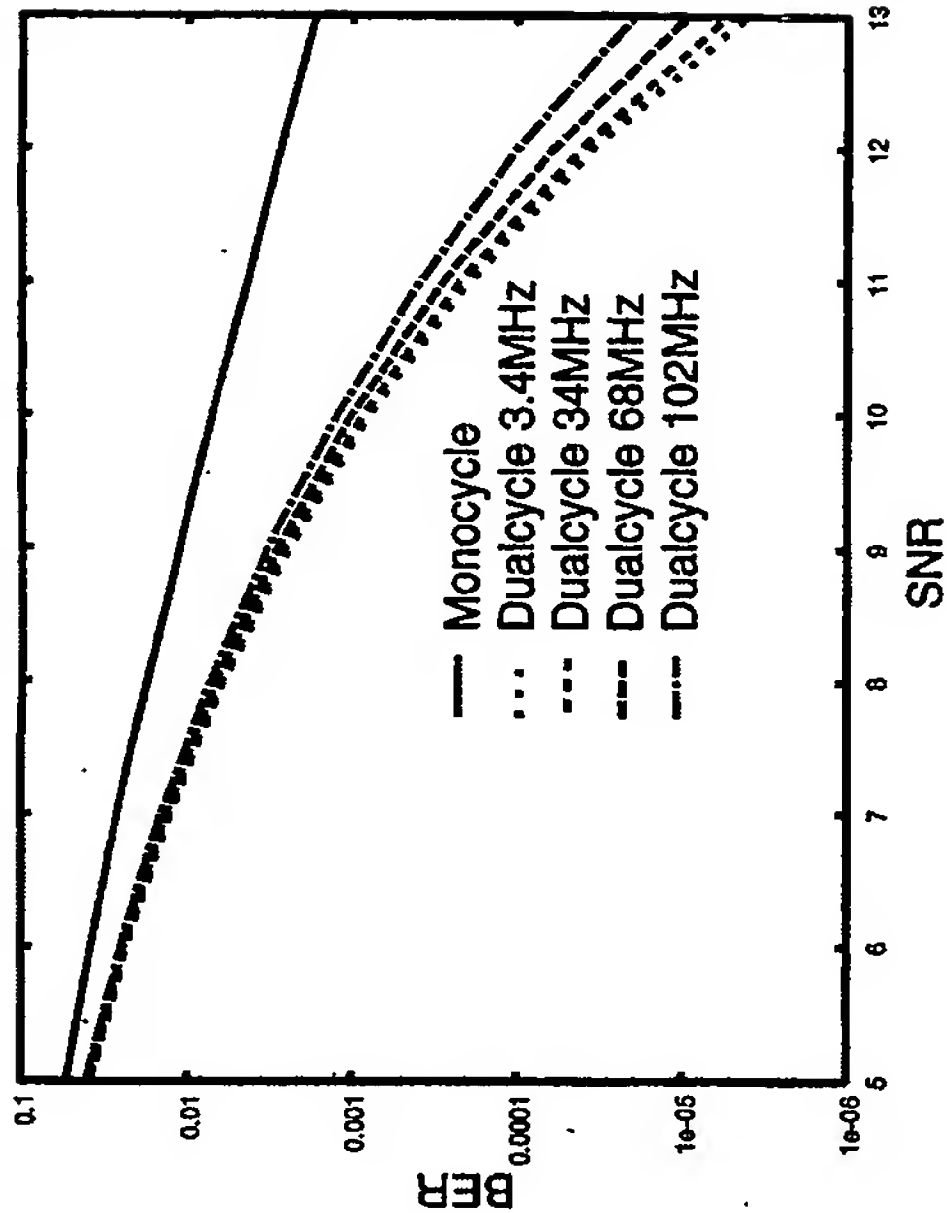
Simulation result and theoretical analysis of the BER of SS system with a co-existing UWB system.

Fig.57



Theoretical analysis of the BER of SS system when UWB system co-exist. The DIR is 0 - 40 dB.

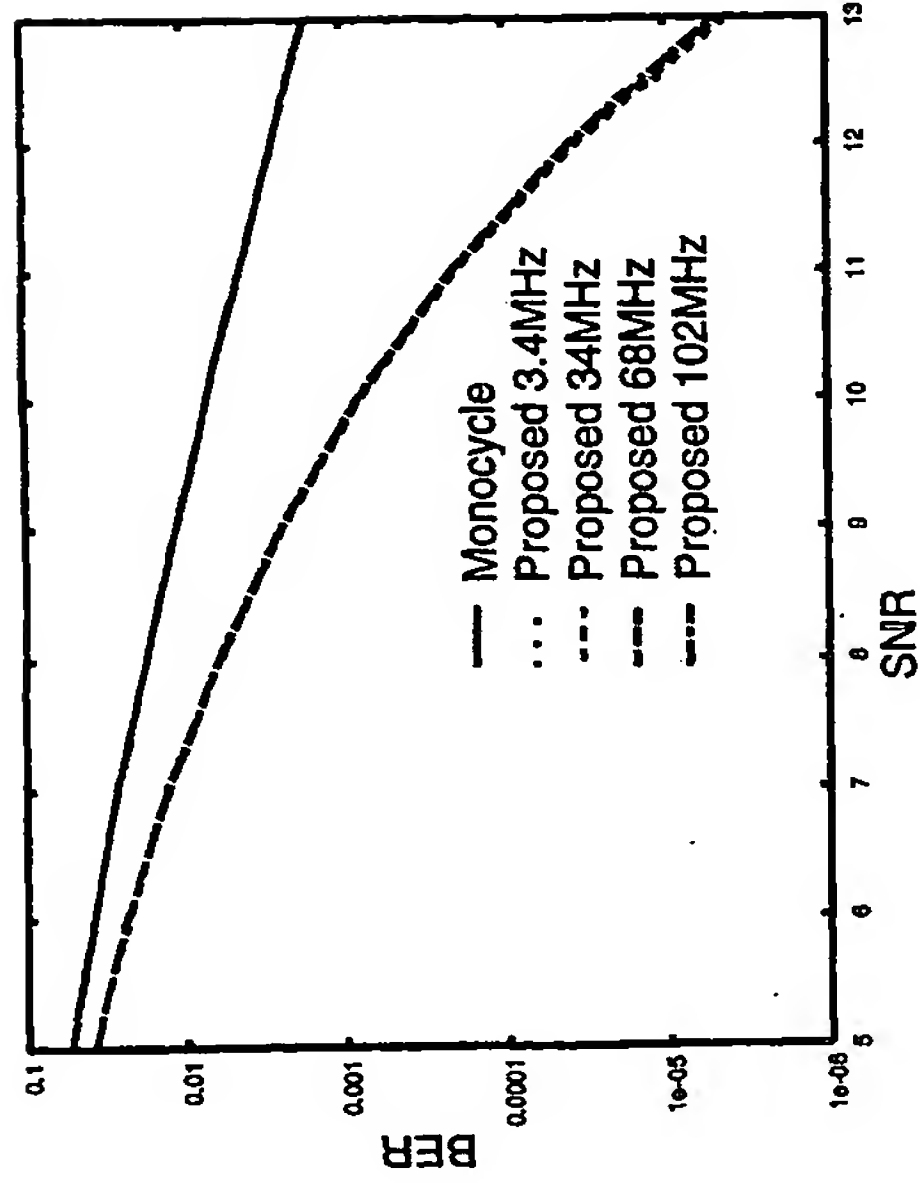
Fig.58



Theoretical analysis of the BER of SS system when a dualcycle UWB system co-exists.

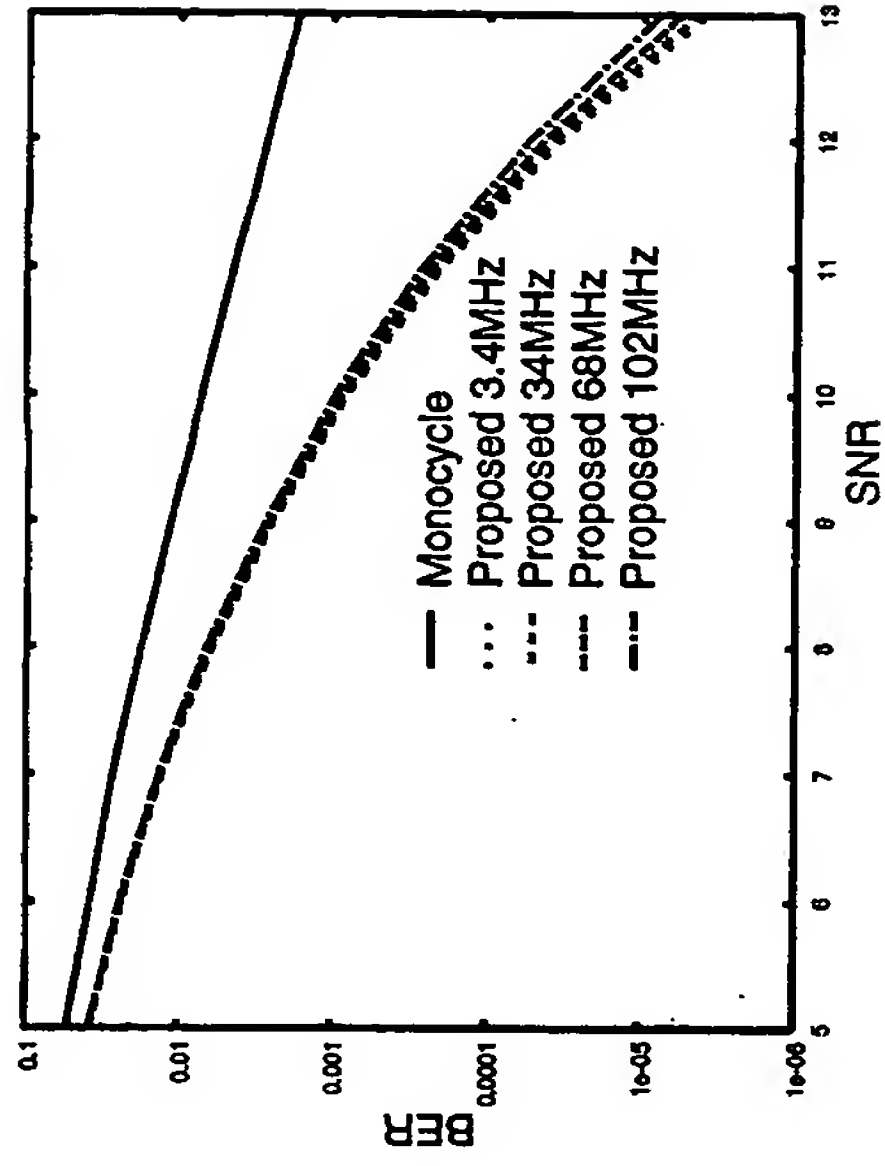
Fig.59





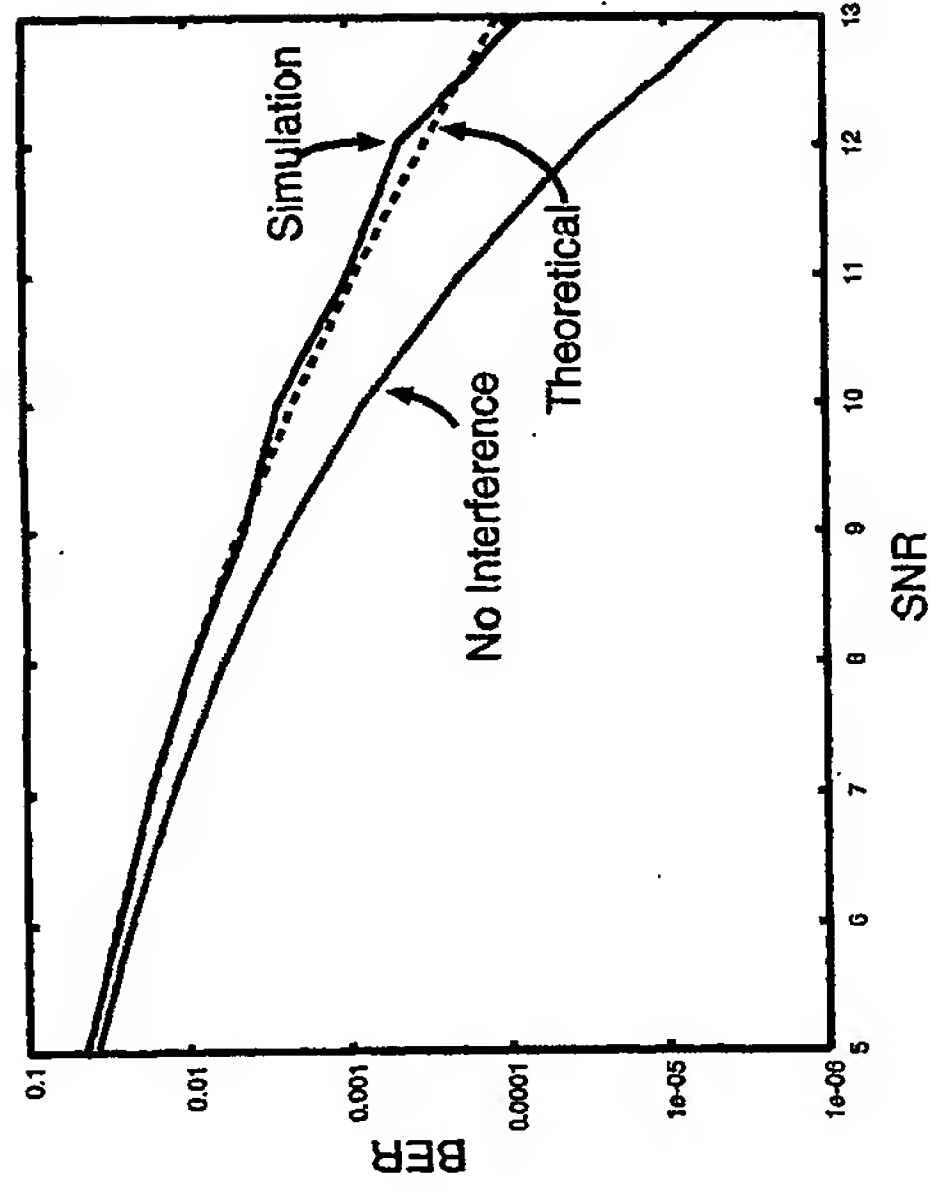
Theoretical analysis of the BER of SS system when the system de-  
scribed in Section 3.2 co-exists.

Fig.60



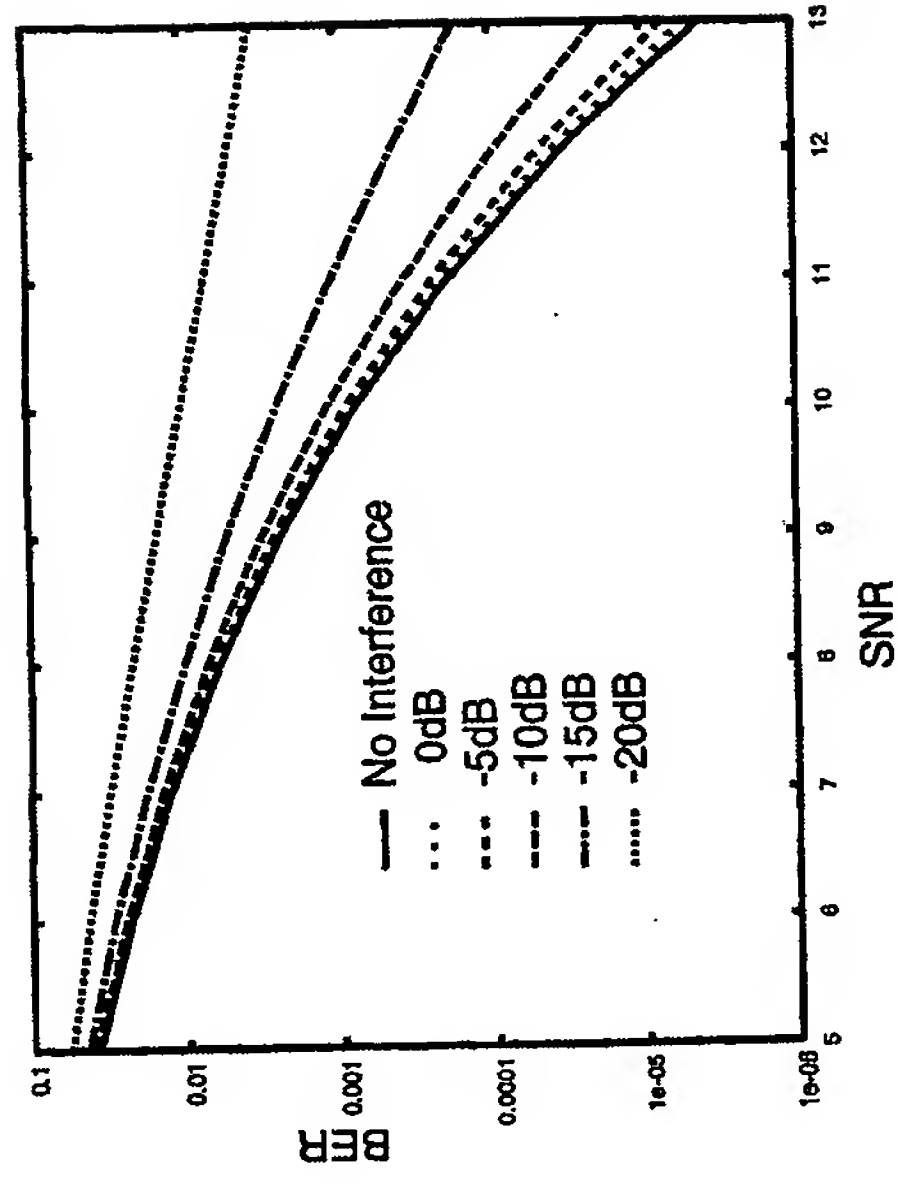
Theoretical analysis of the BER of SS system when the system de-  
scribed in Section 3.3 co-exists.

Fig.61



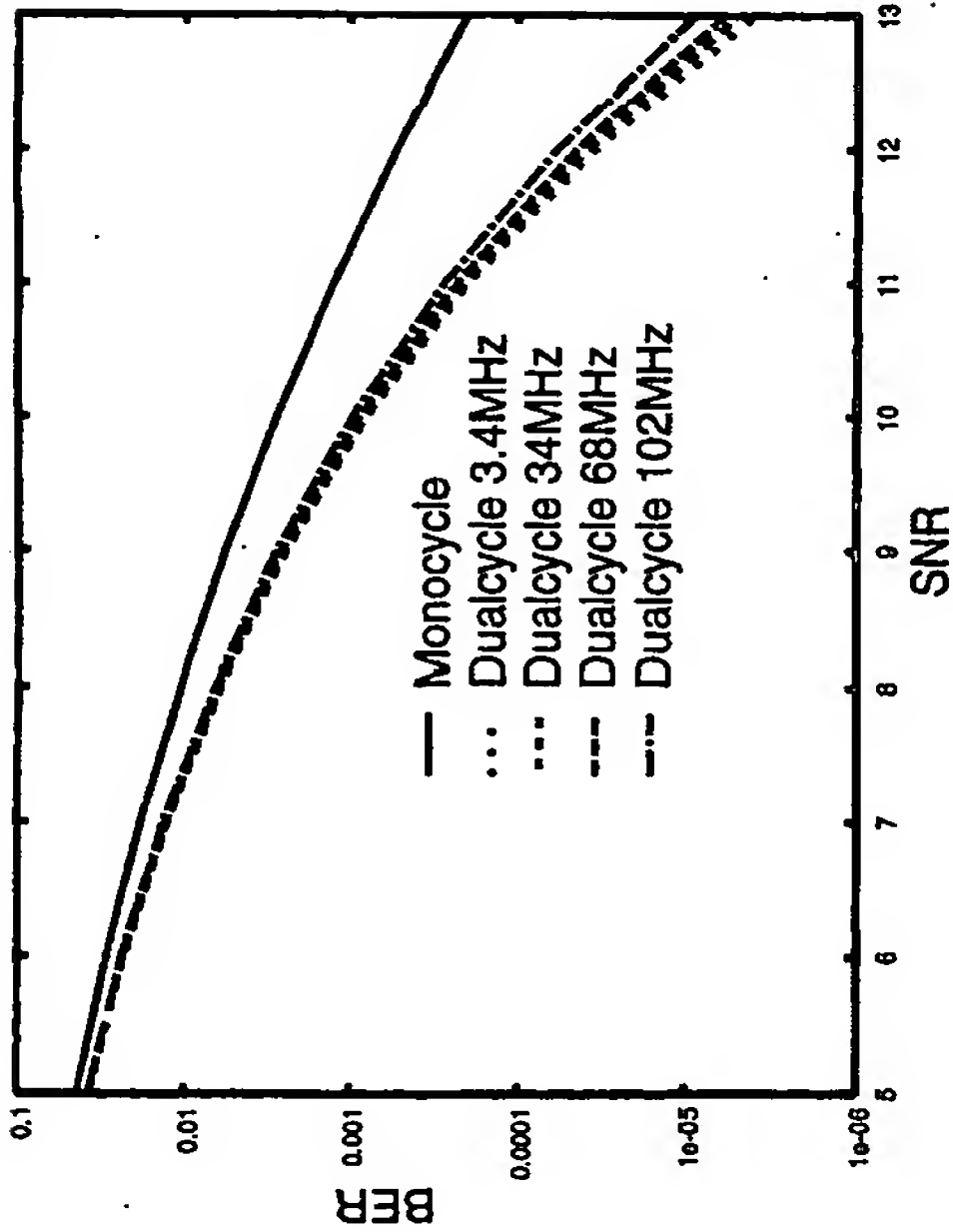
Simulation results and theoretical analysis comparison

Fig.62



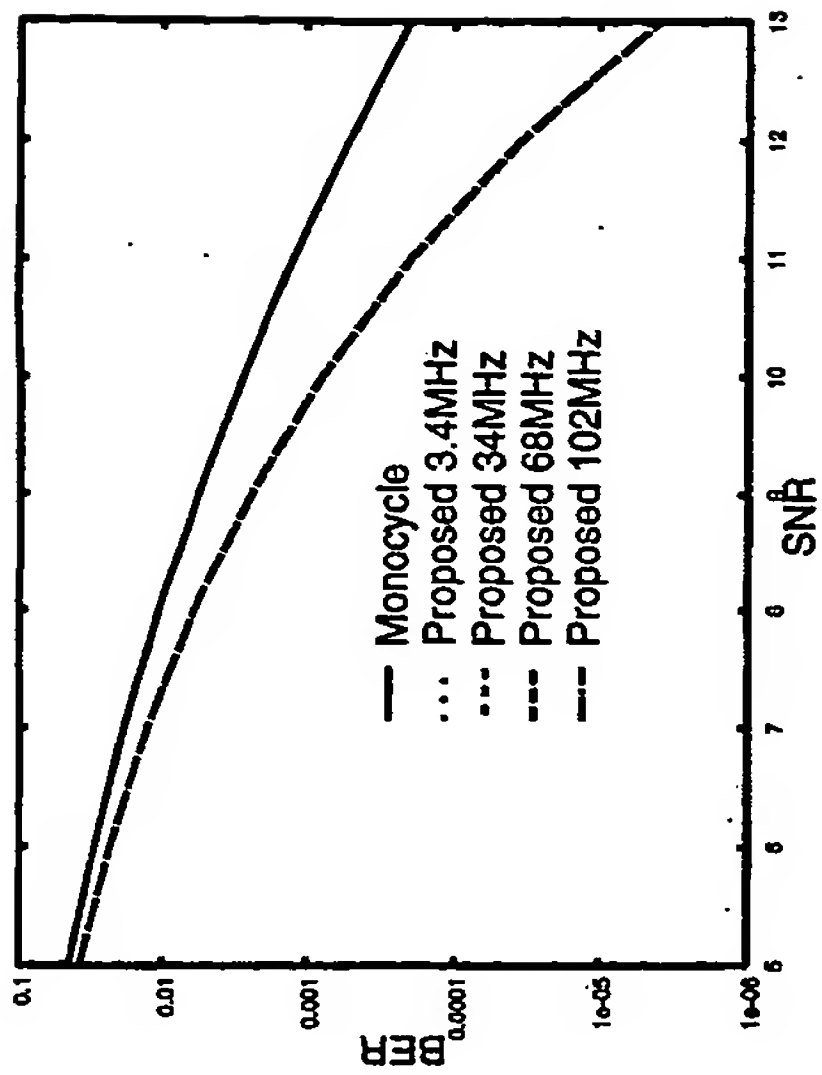
Theoretical analysis of the BER of SS system when UWB system co-exist. The DIR is 0 - 40 dB.

Fig.63



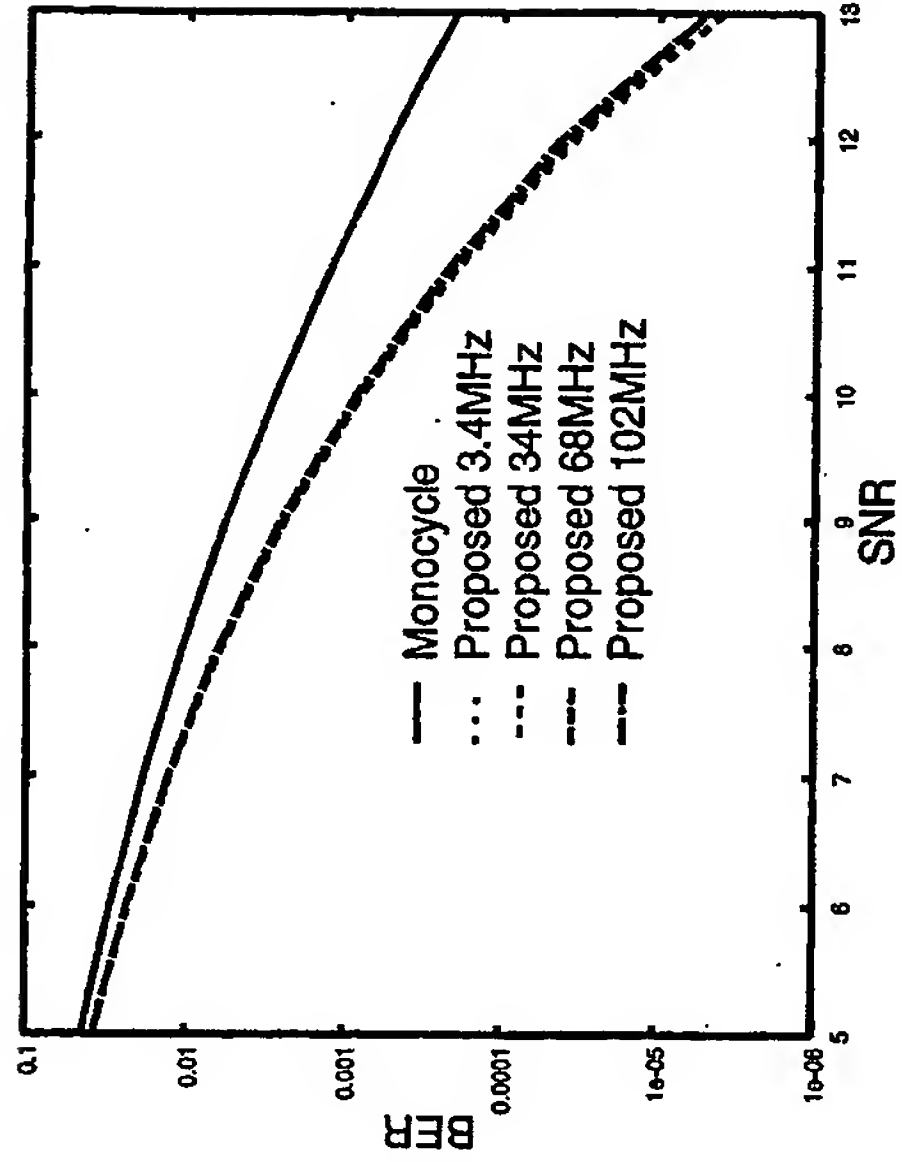
Theoretical analysis of the BER of SS system when dualcycle UWB system co-exist.

Fig64



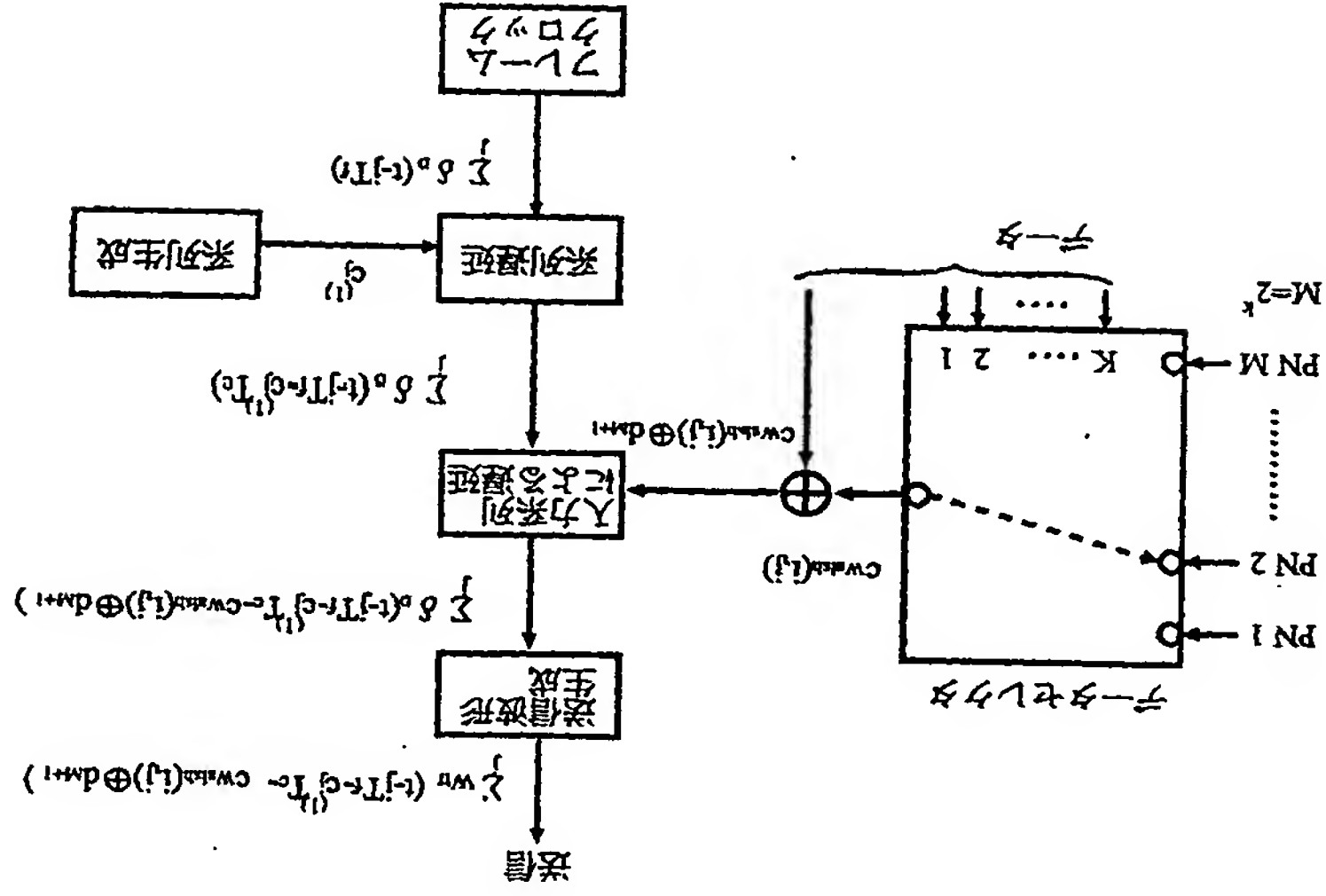
Theoretical analysis of the BER of SS system when the system de-scribed by section 3.2 co-exist.

Fig65



Theoretical analysis of the BER of SS system when the system described by section 3.3 co-exist.

Fig.66



M-ary UWB方式の送信側のシステム構成

Fig.67

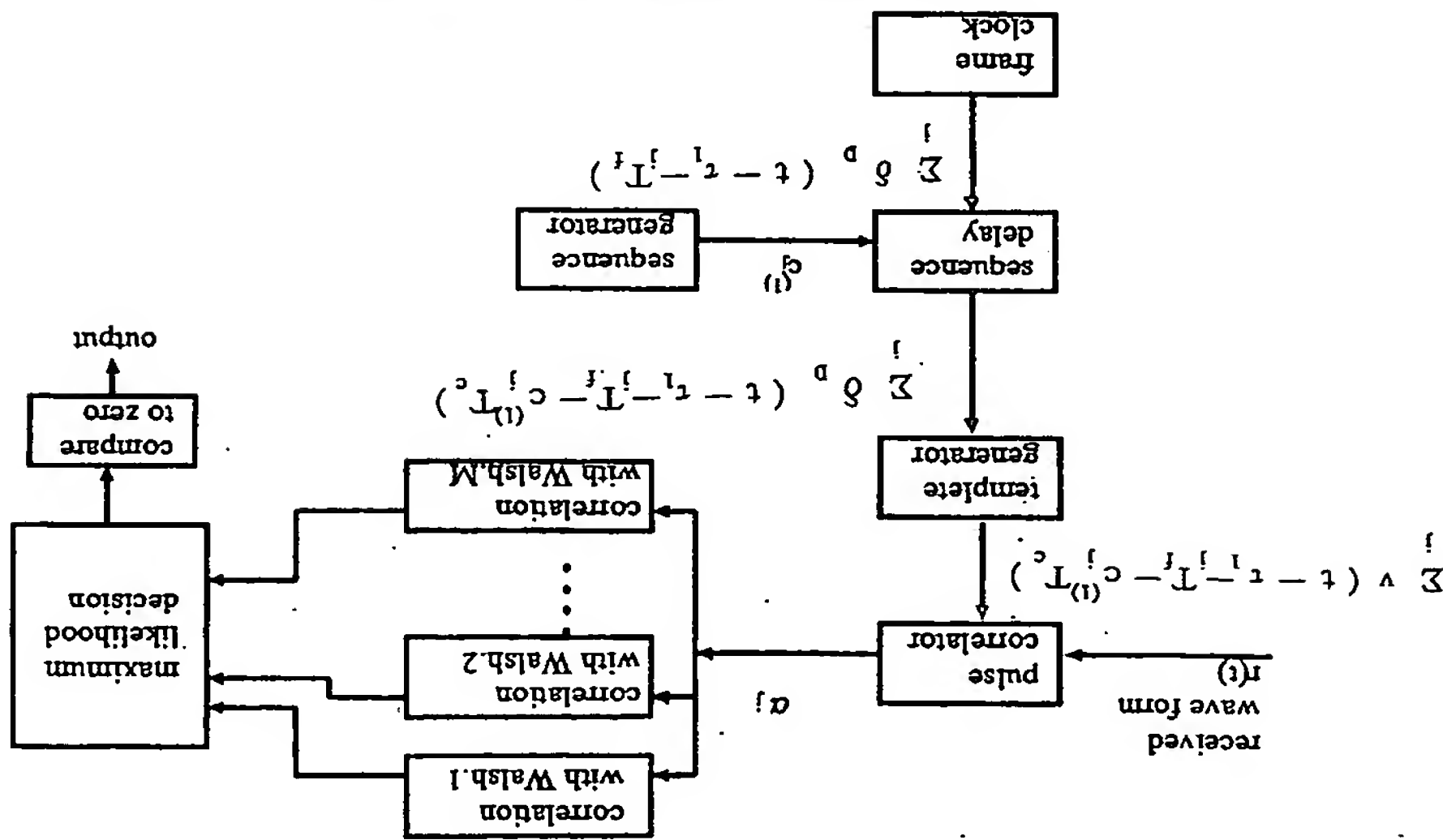
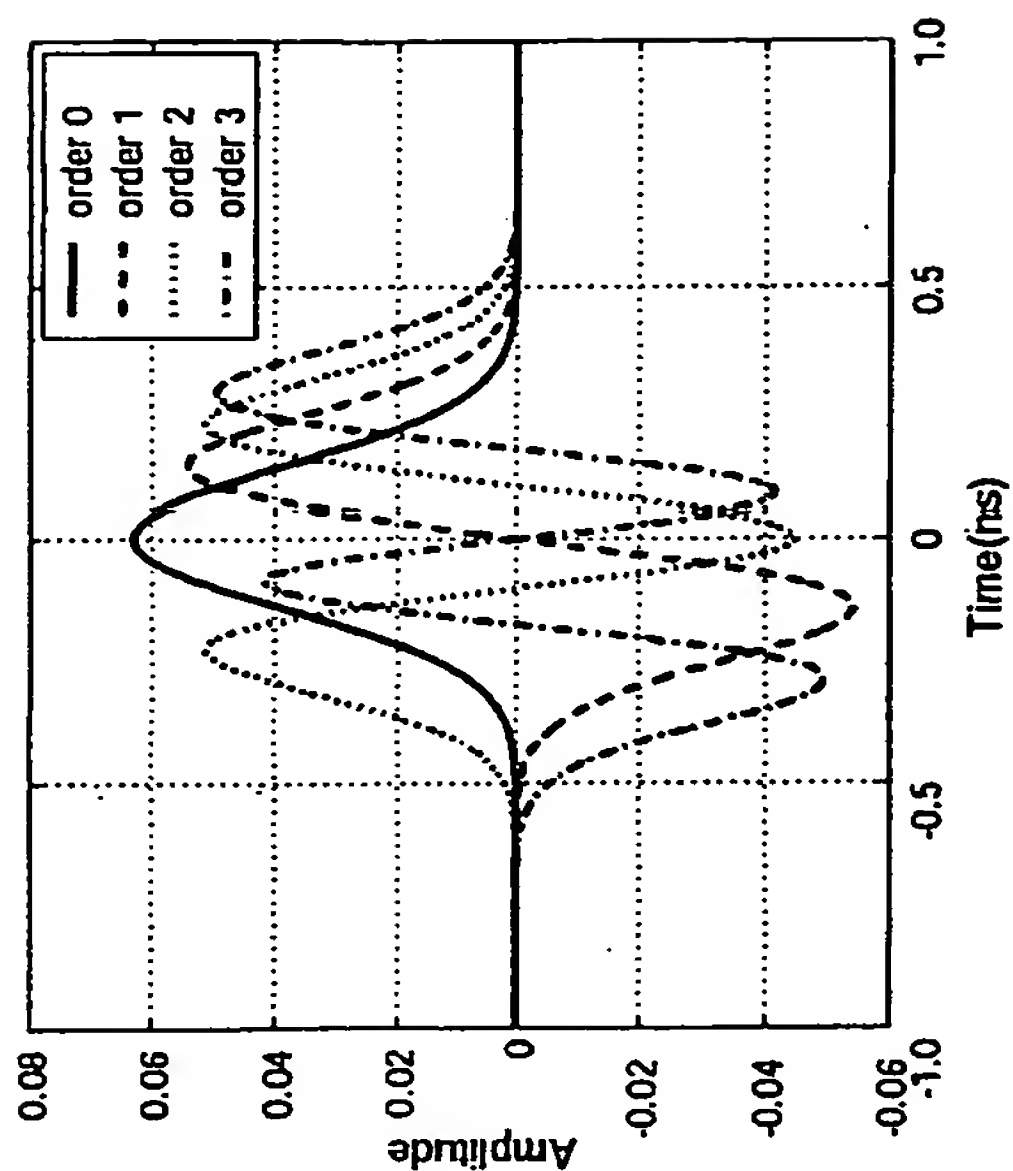
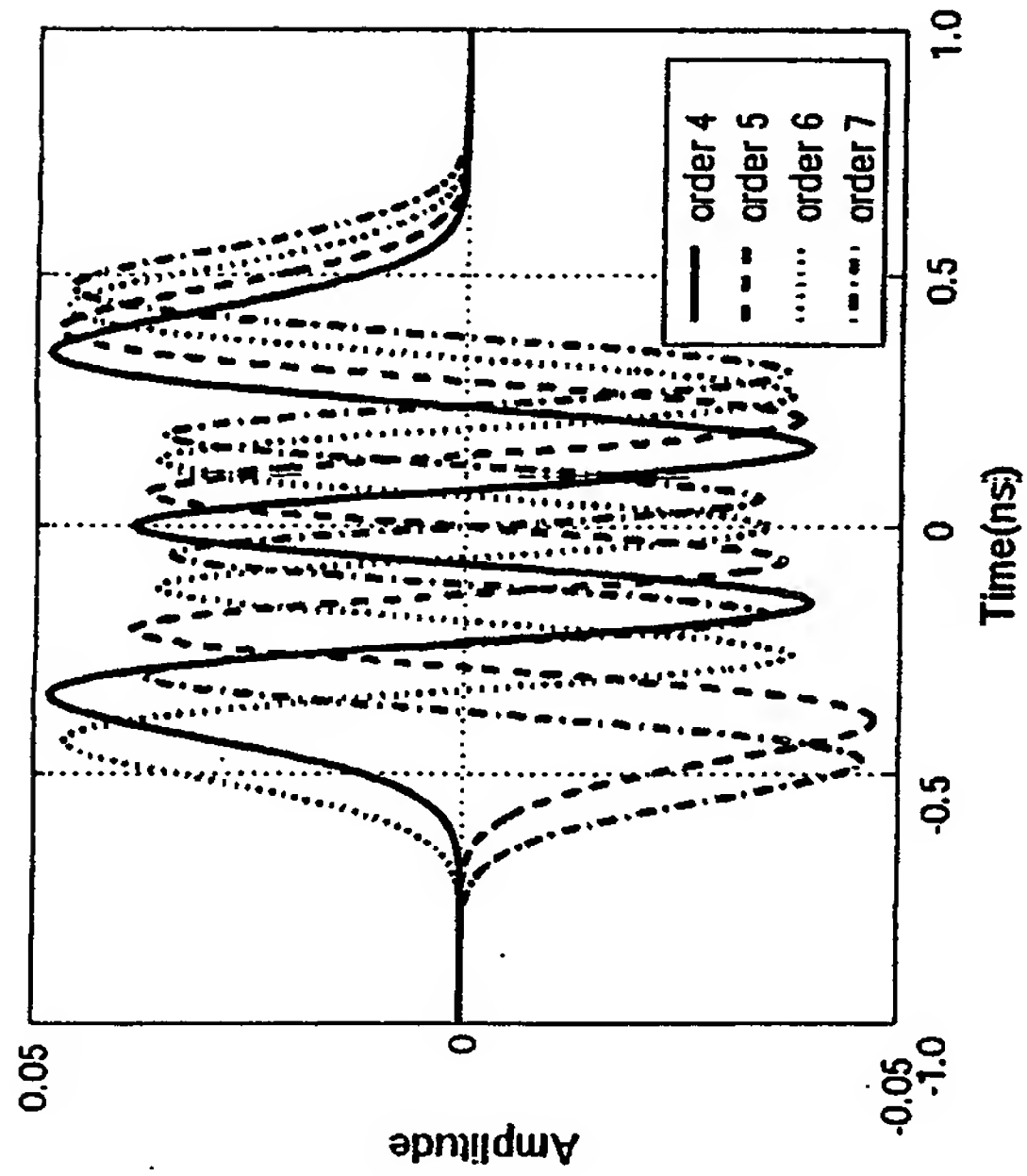


Fig.68 M-ary UW-BPSK方式の受信側のシステム構成



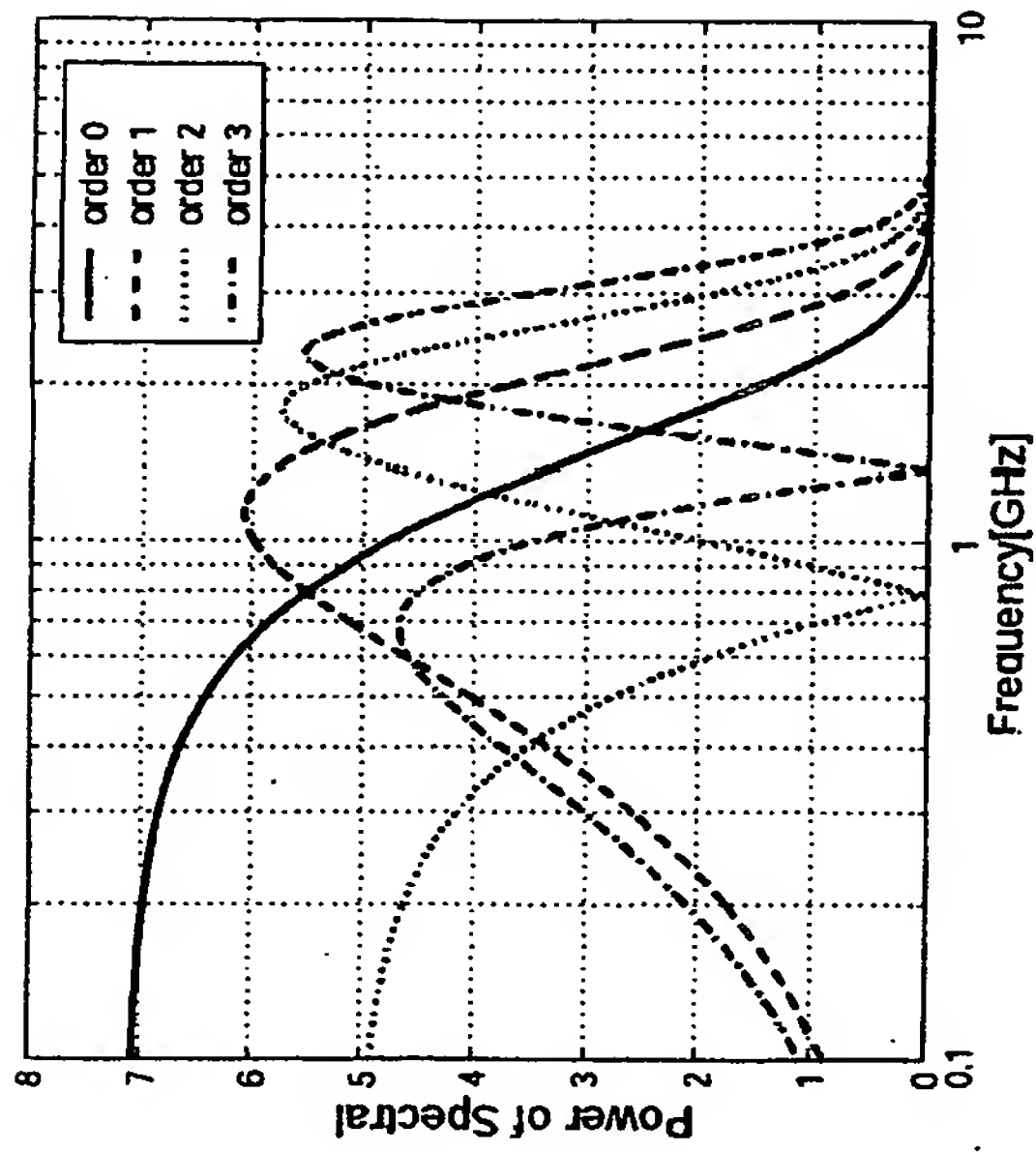
修正エルミート波形(0~3次)

Fig.69



修正エルミート波形(4~7次)

Fig.70

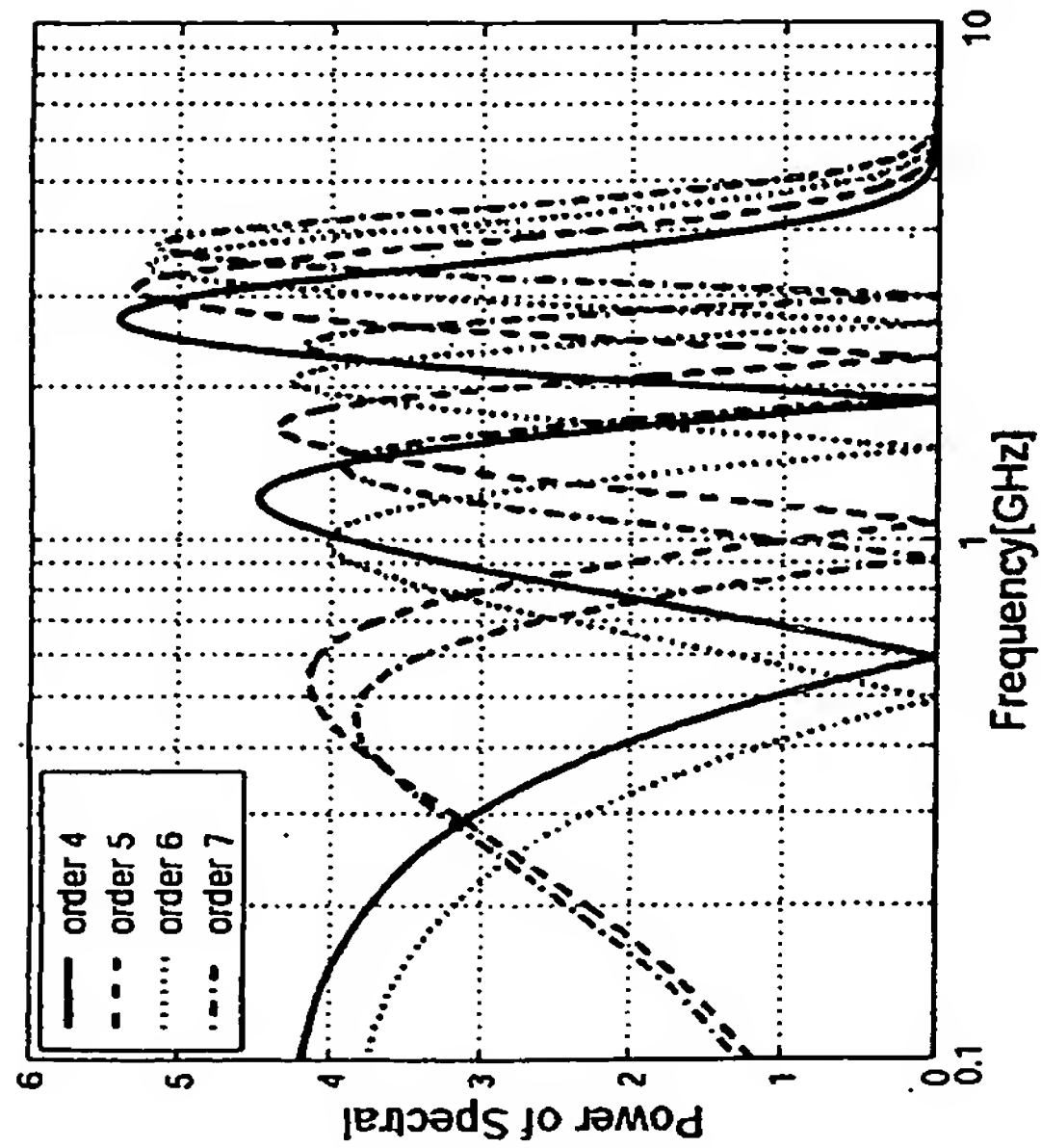


修正エルミート波形(0~3次)の周波数特性

Fig.71



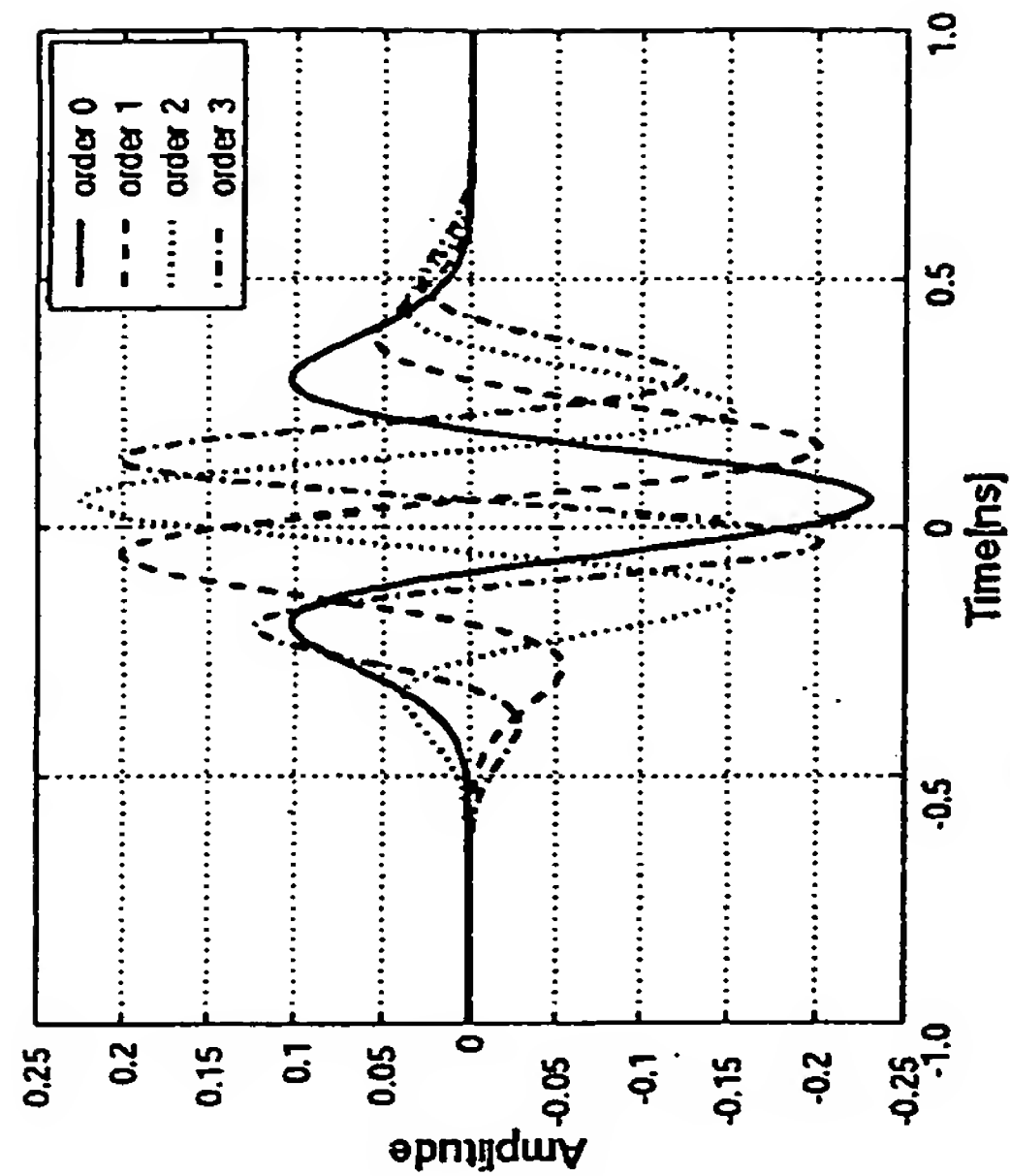
72/110



修正エルミート波形(4~7次)の周波数特性

Fig.72

73/110

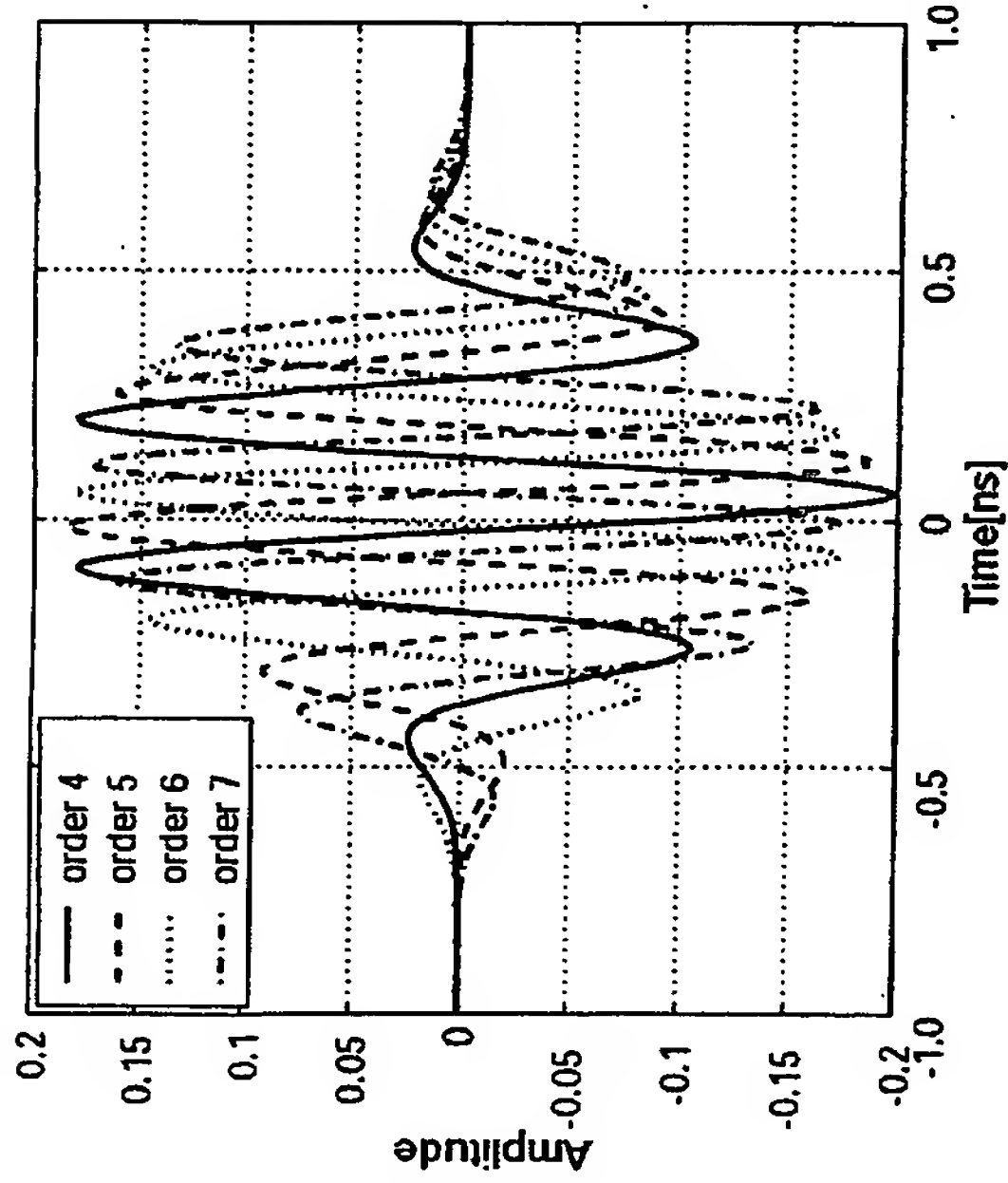


受信機中のMIIP波形(0~3次)

Fig.73

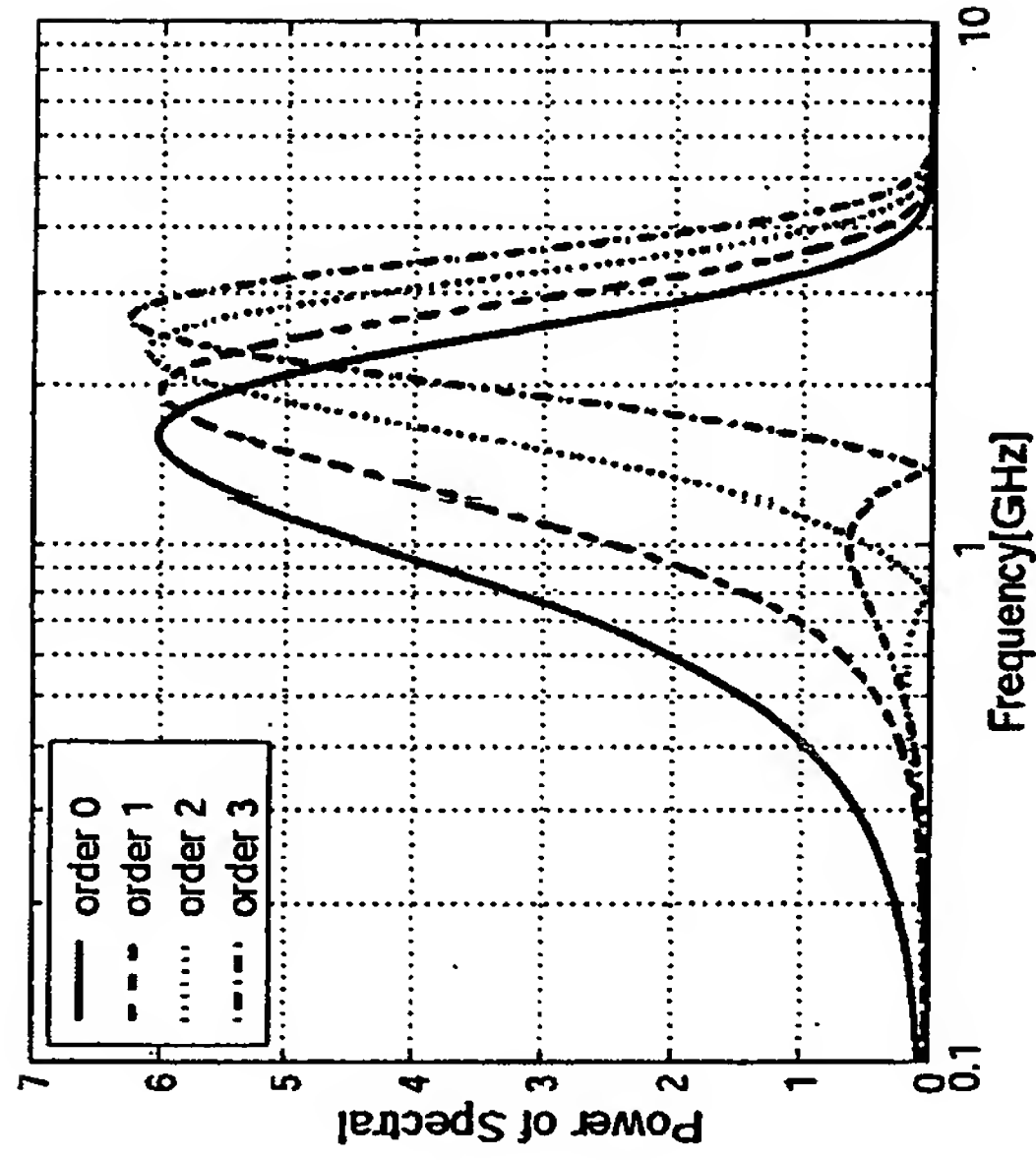
74/110

75/110



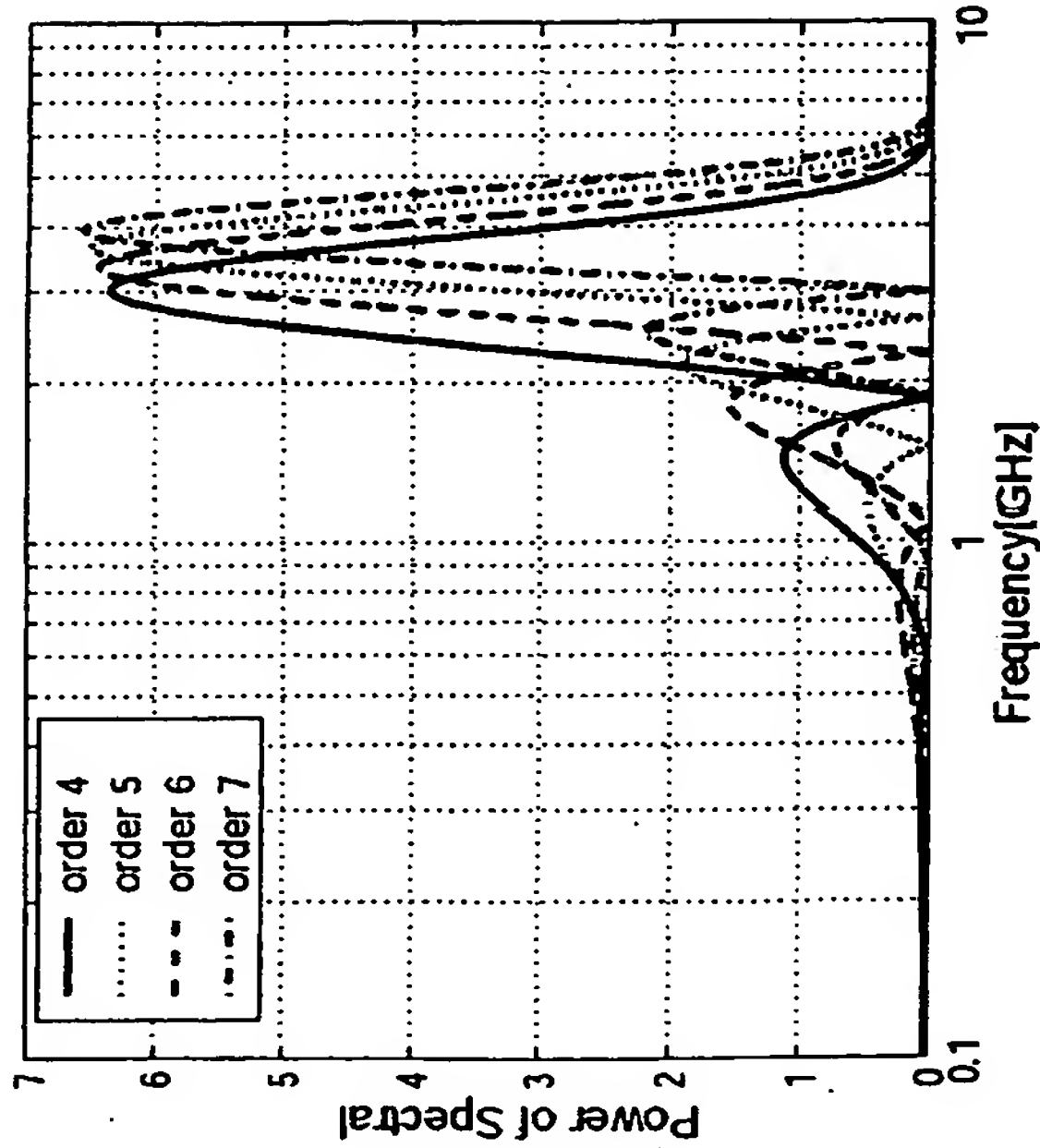
受信機中のMIP波形(4~7次)

Fig.74



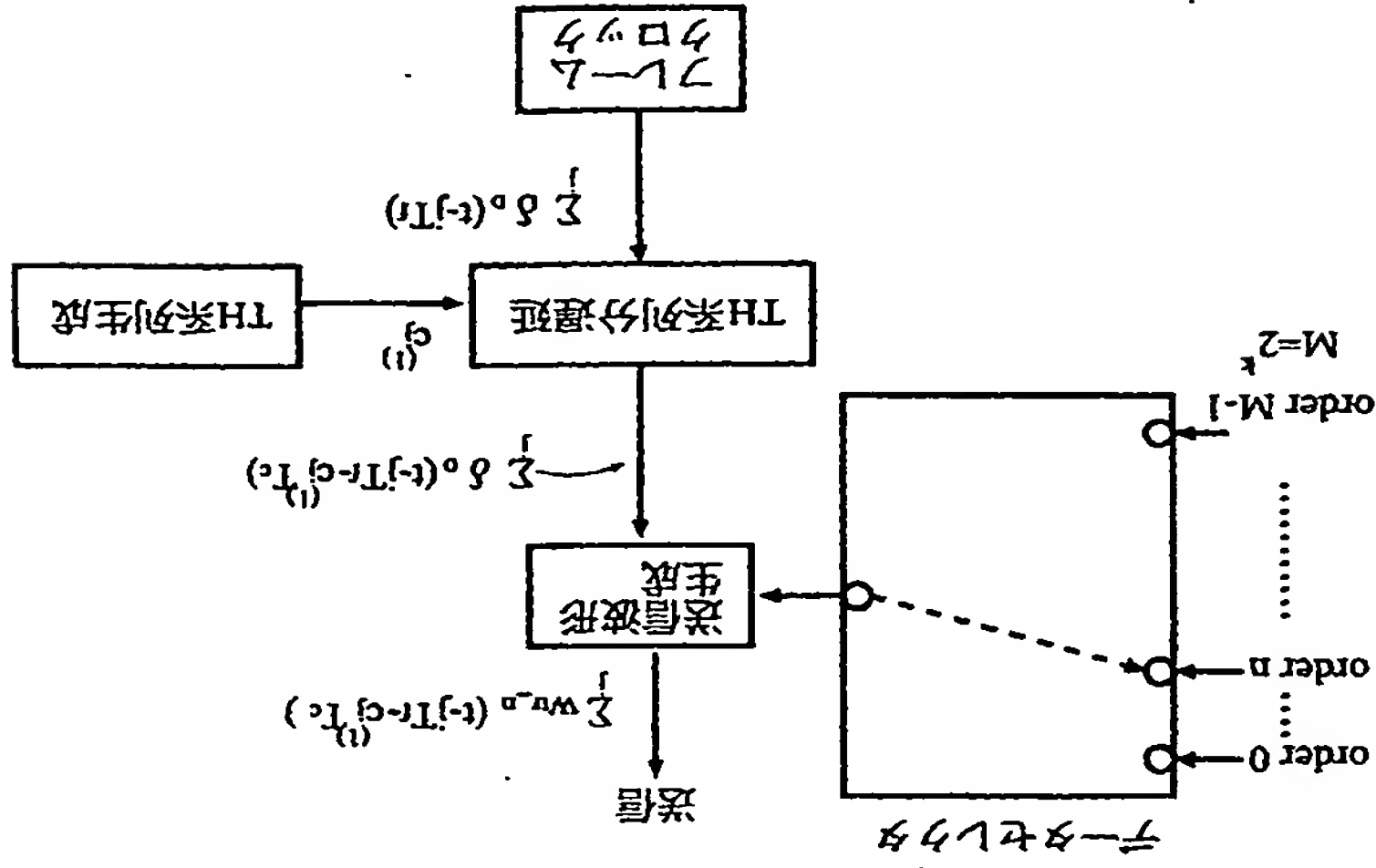
受信機中のMIP波形(0~3次)の周波数特性

Fig.75



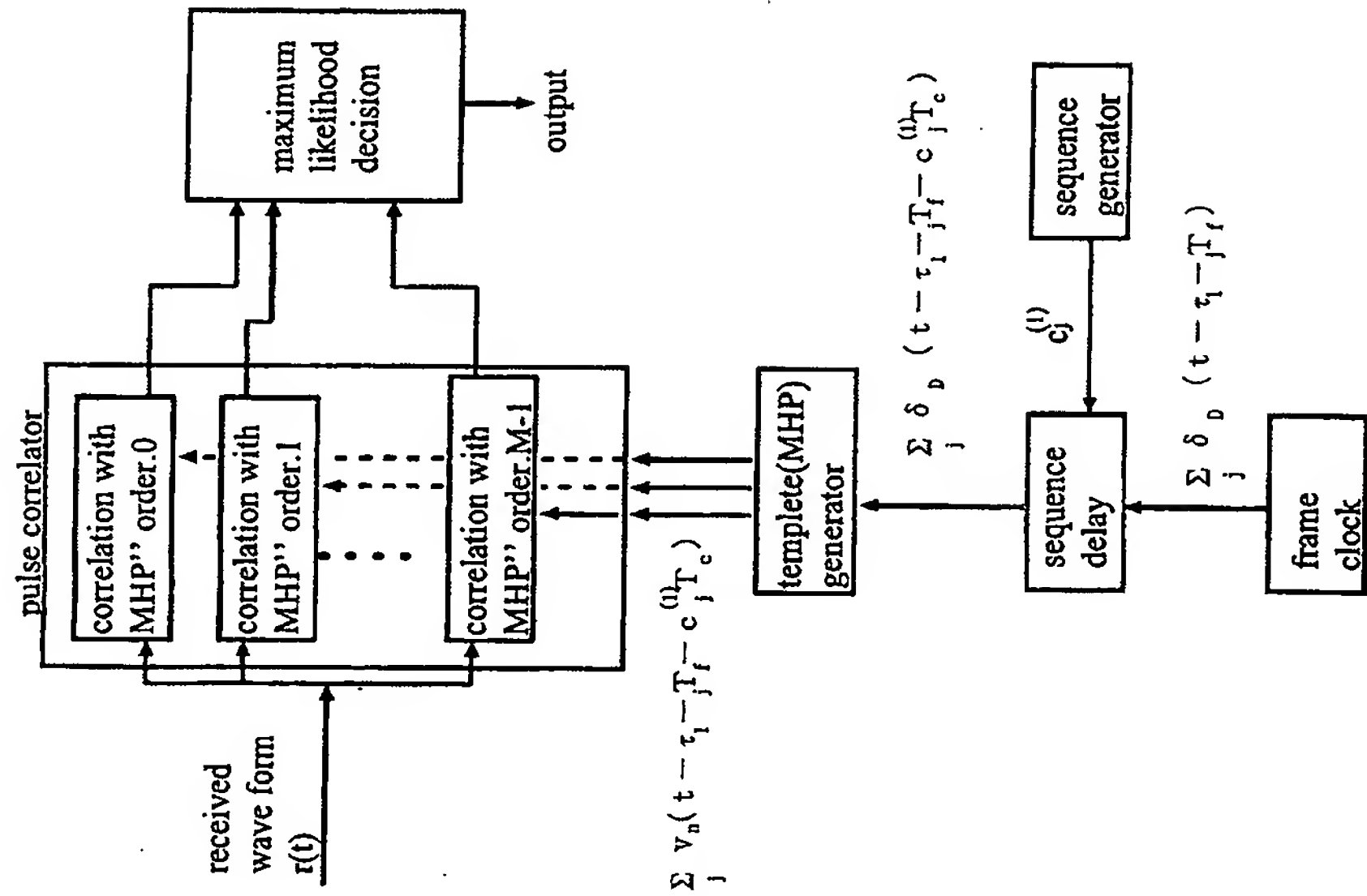
受信機中のMIP波形(4~7次)の間波数特性

Fig.76



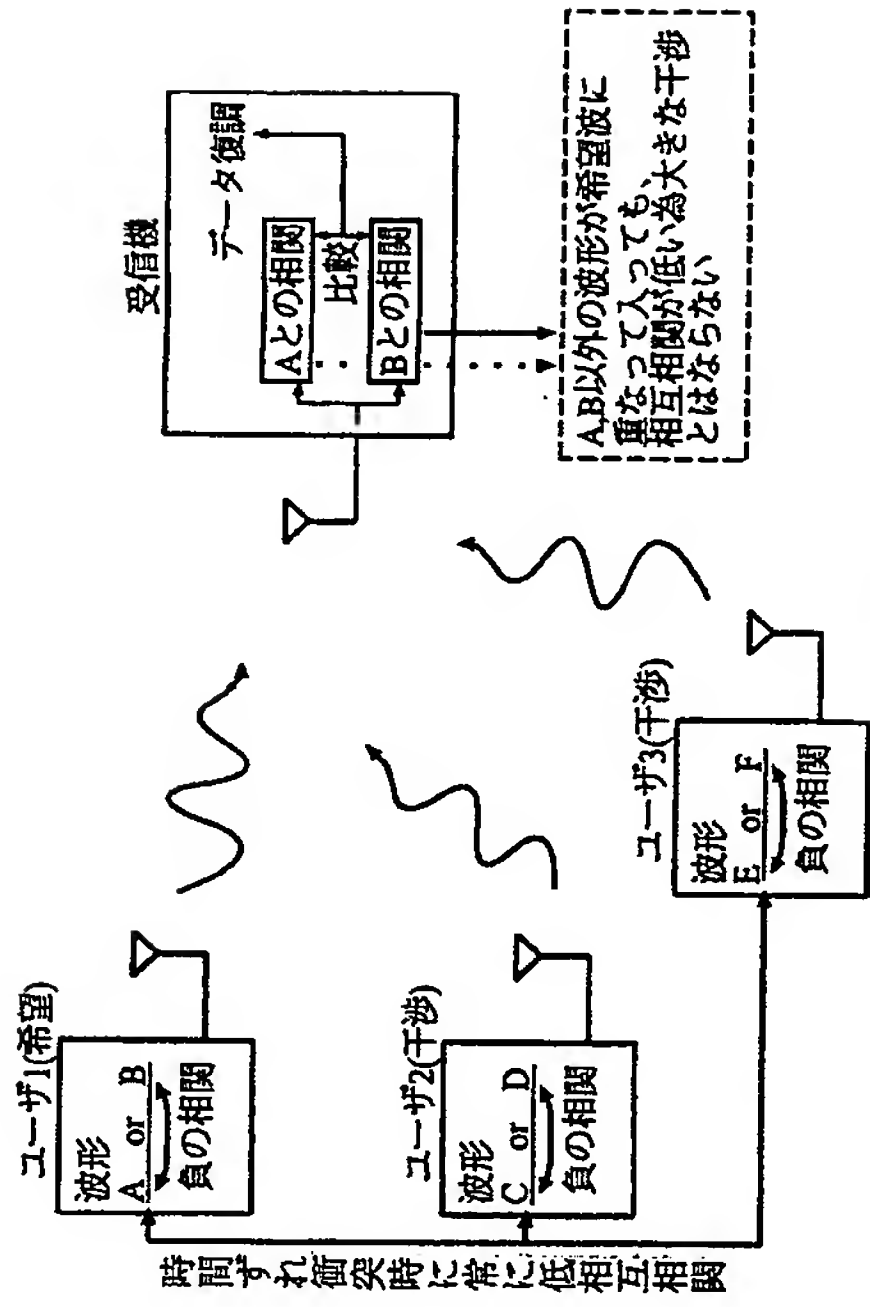
MIP波形を用いた多値化伝送方式の送信側のシステム構成

Fig.77



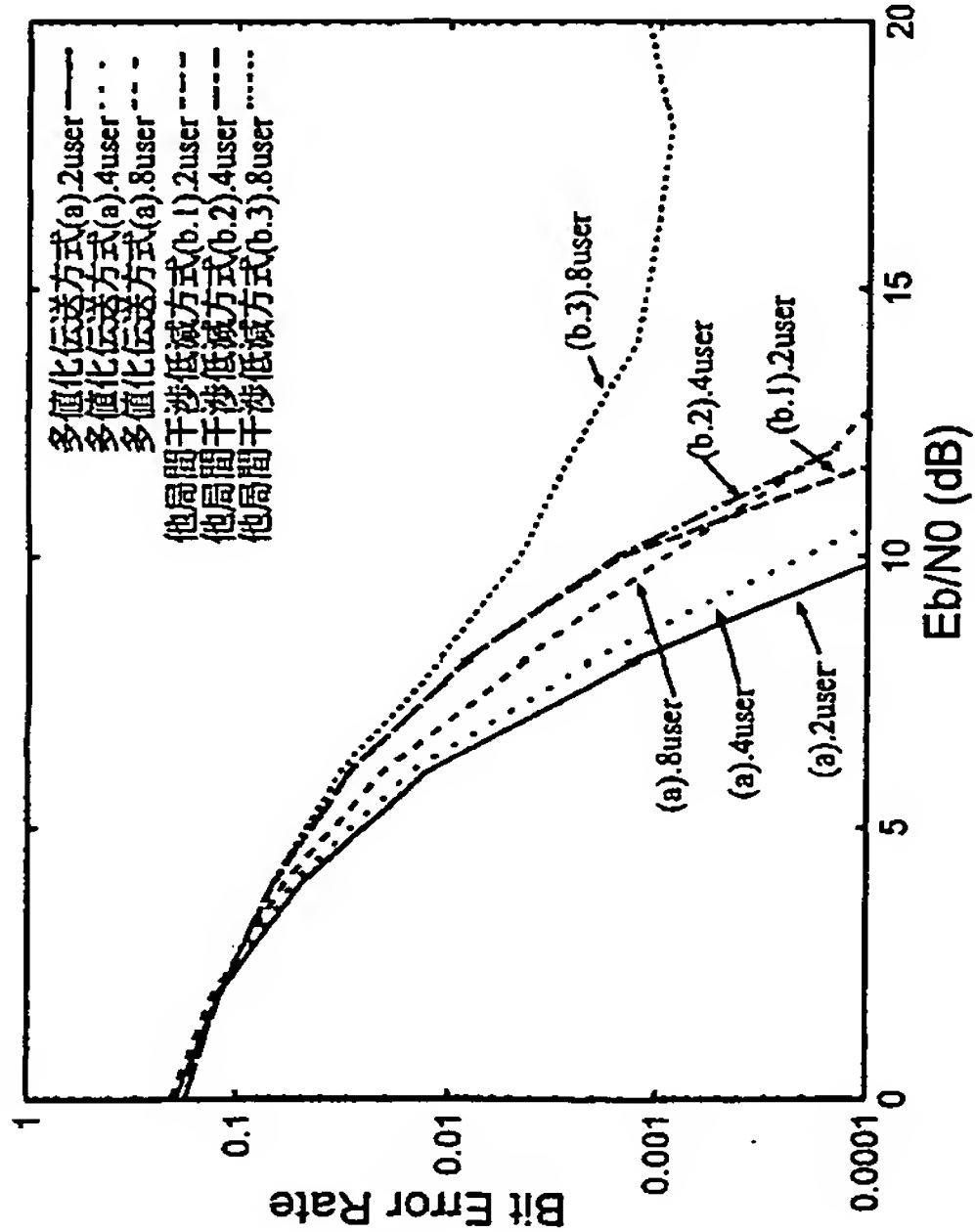
MHP波形を用いた多値化伝送方式の受信側のシステム構成

Fig.78



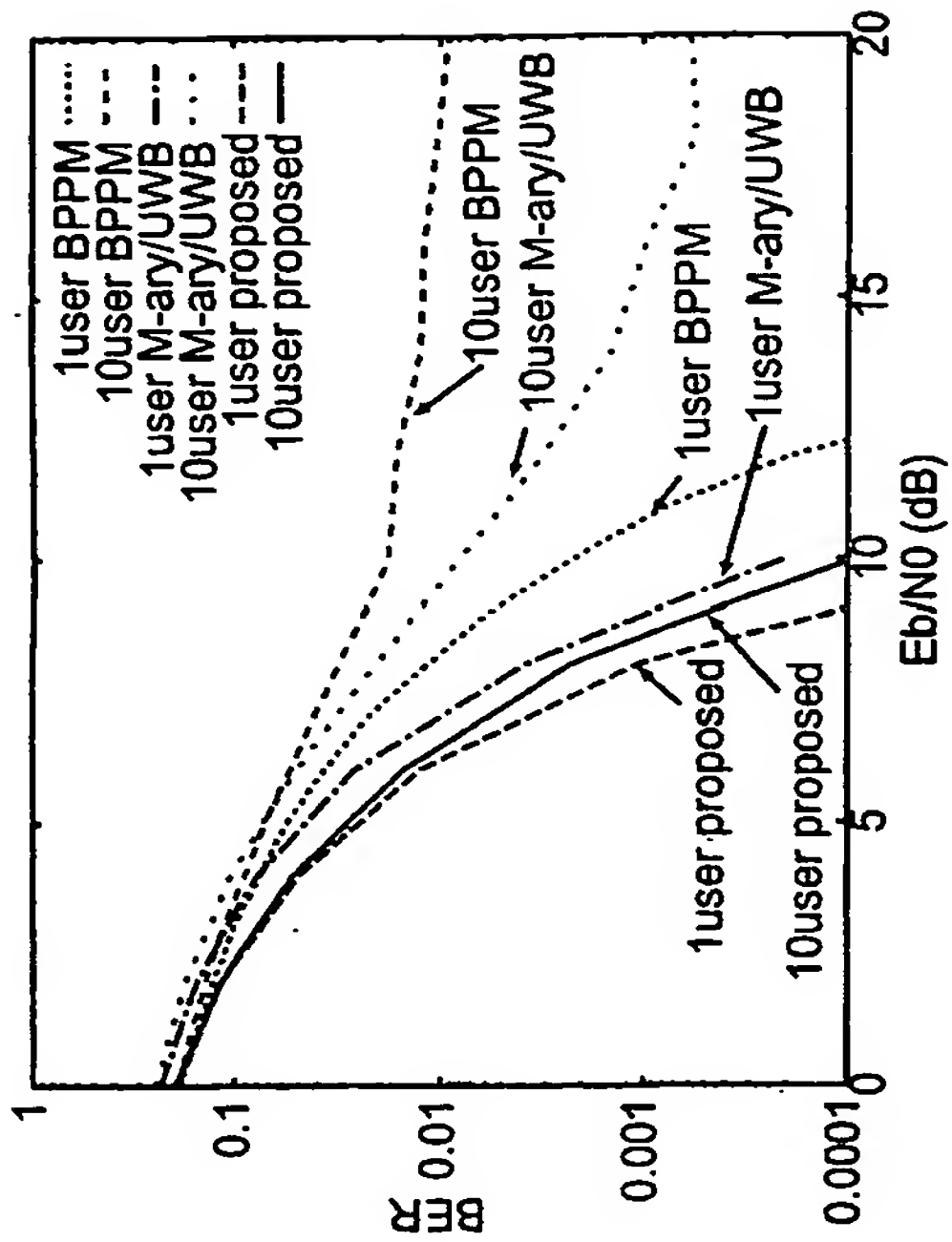
MHP波形を用いた他局間干渉低減方式での干渉低減システム

Fig.79



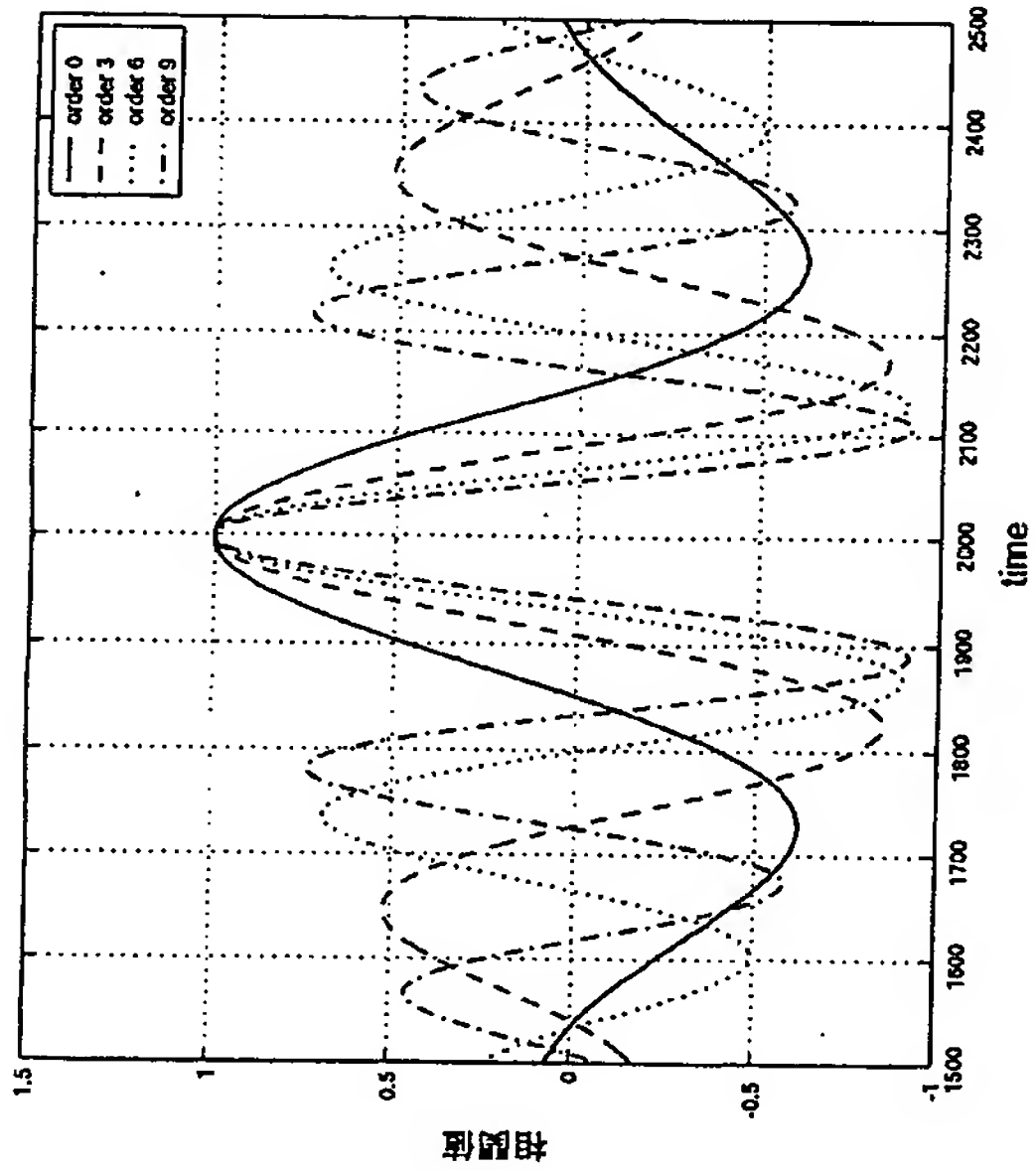
提案方式の比較シミュレーション結果(非同期多元接続)

Fig.80



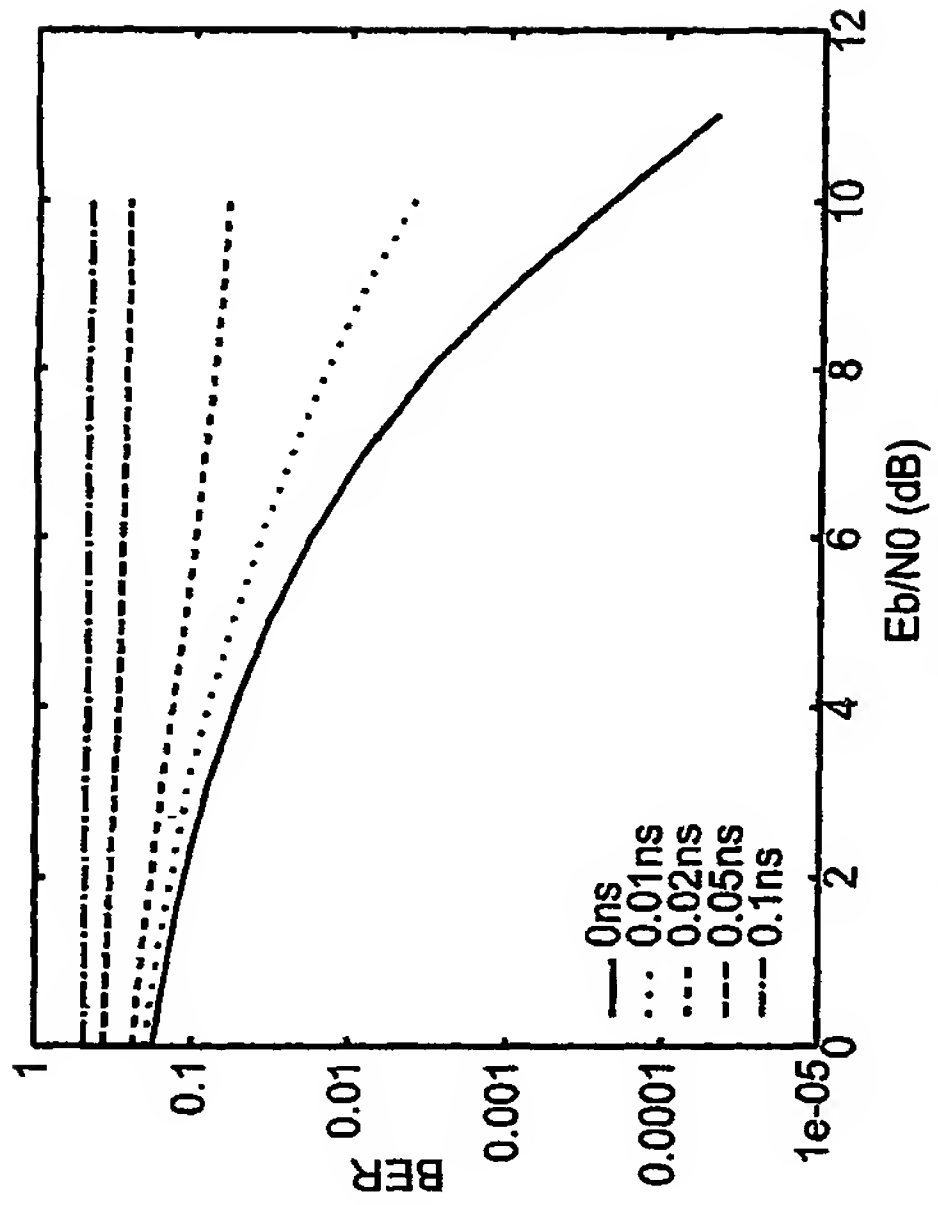
従来方式・M-ary/UWB方式との比較シミュレーション結果(非同期多元接続)

Fig.81



受信MIP波形の自己相関関数

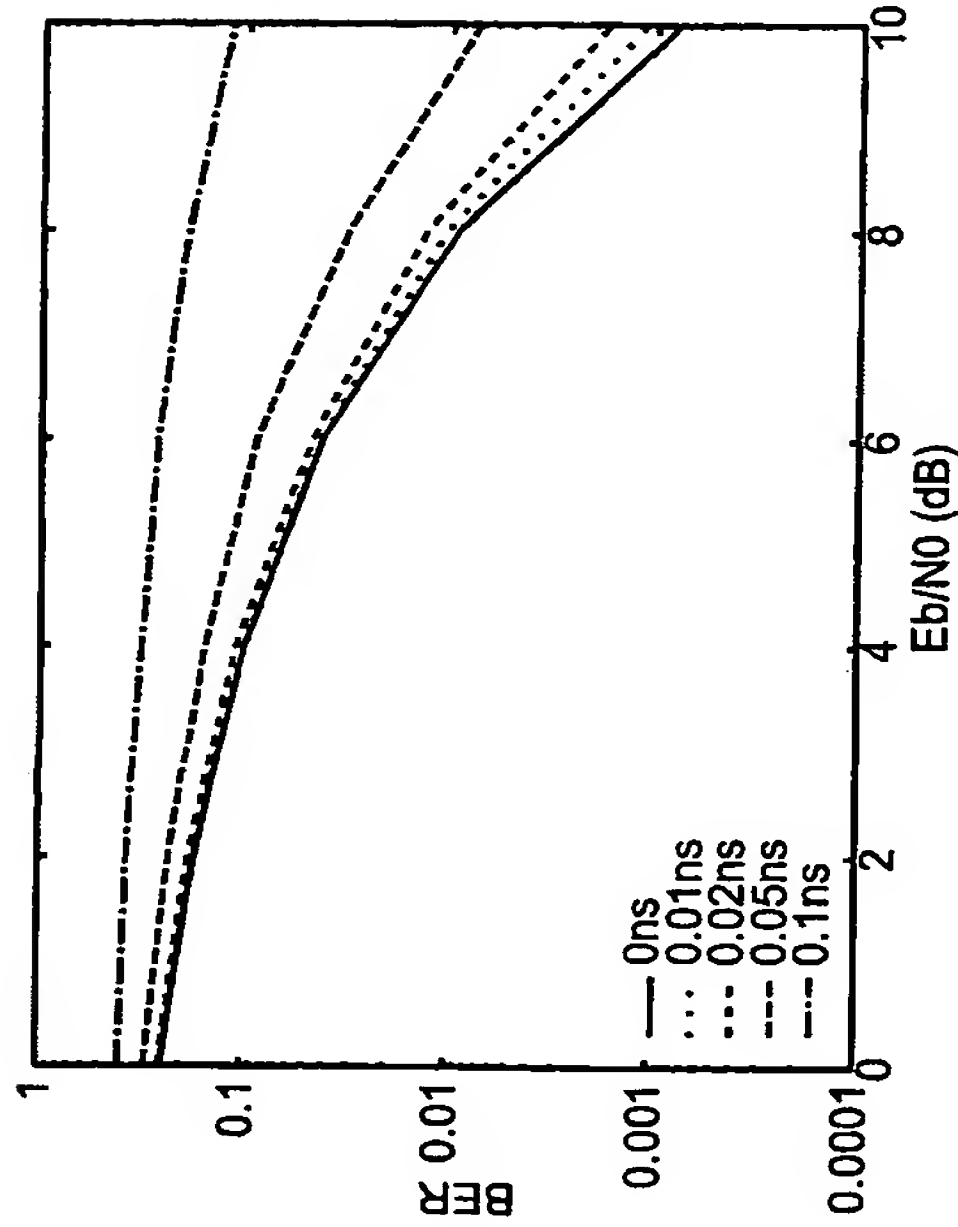
Fig.82



提案方式での同期ずれの影響によるBERの変化

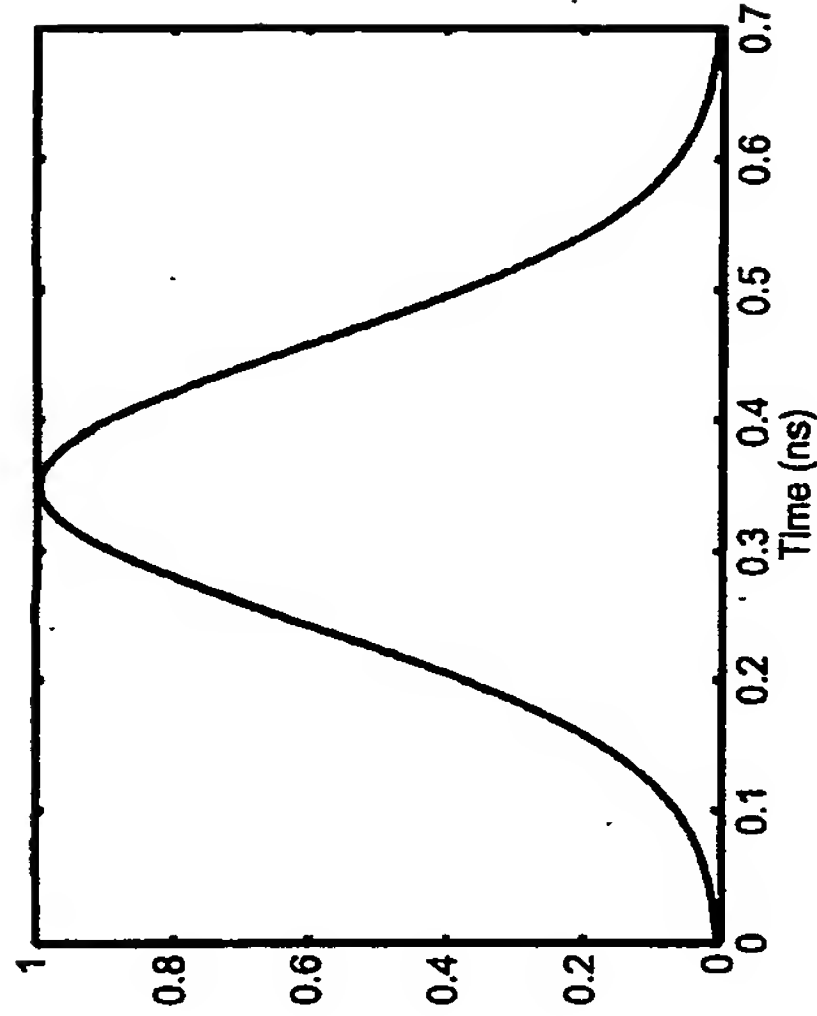
Fig.83





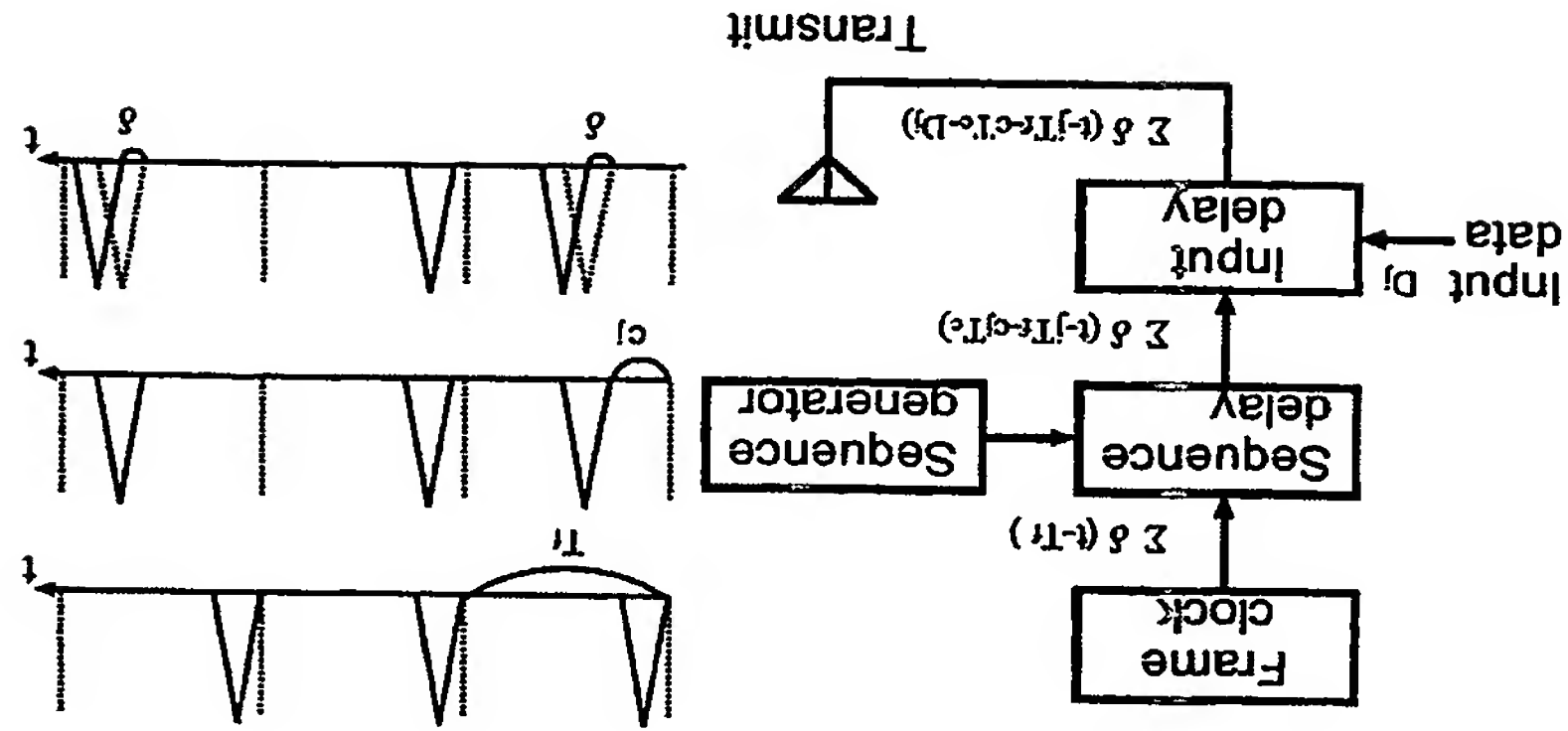
M-ary/UWB方式での同期ずれの影響によるBERの変化

Fig.84

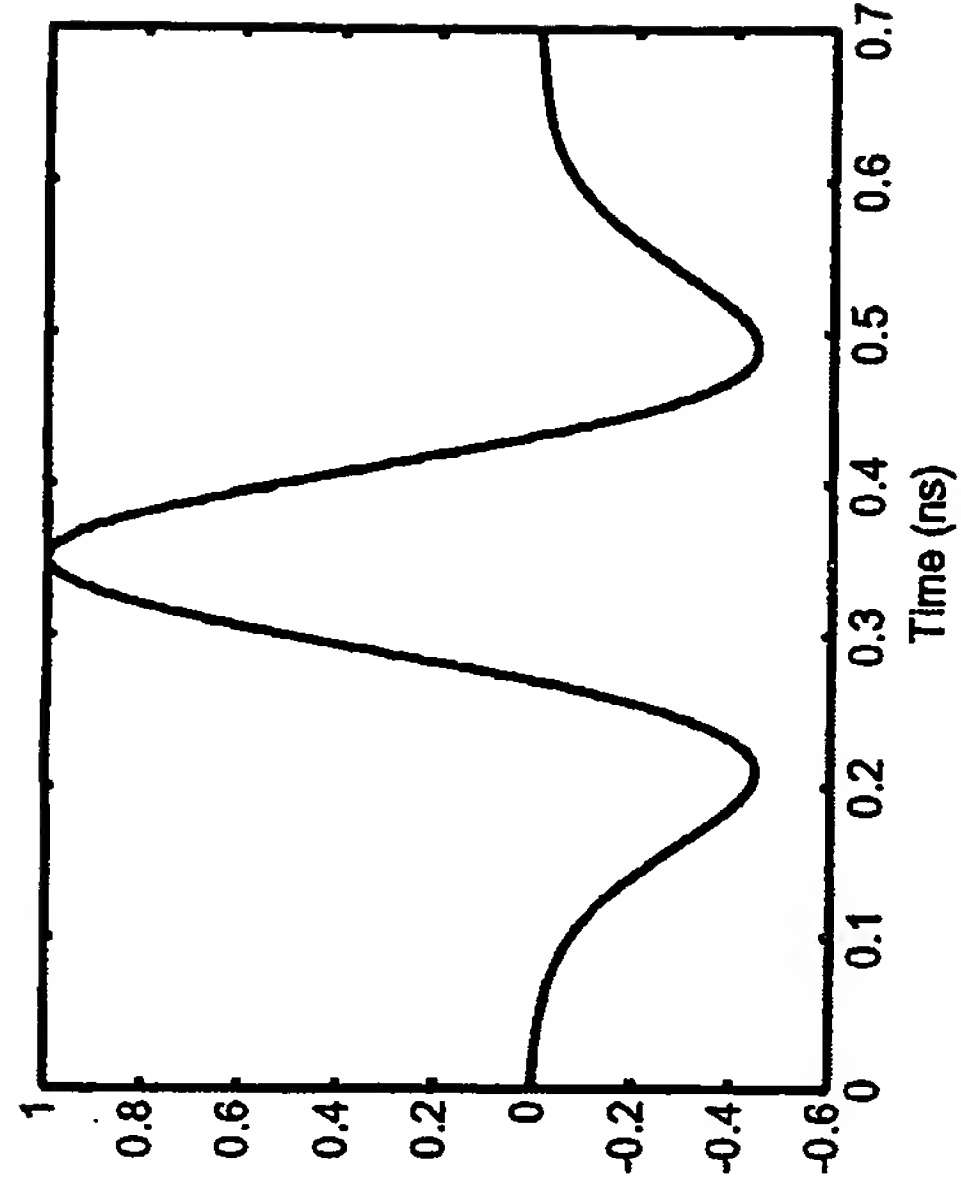


UWBにおける送信波形

Fig.85

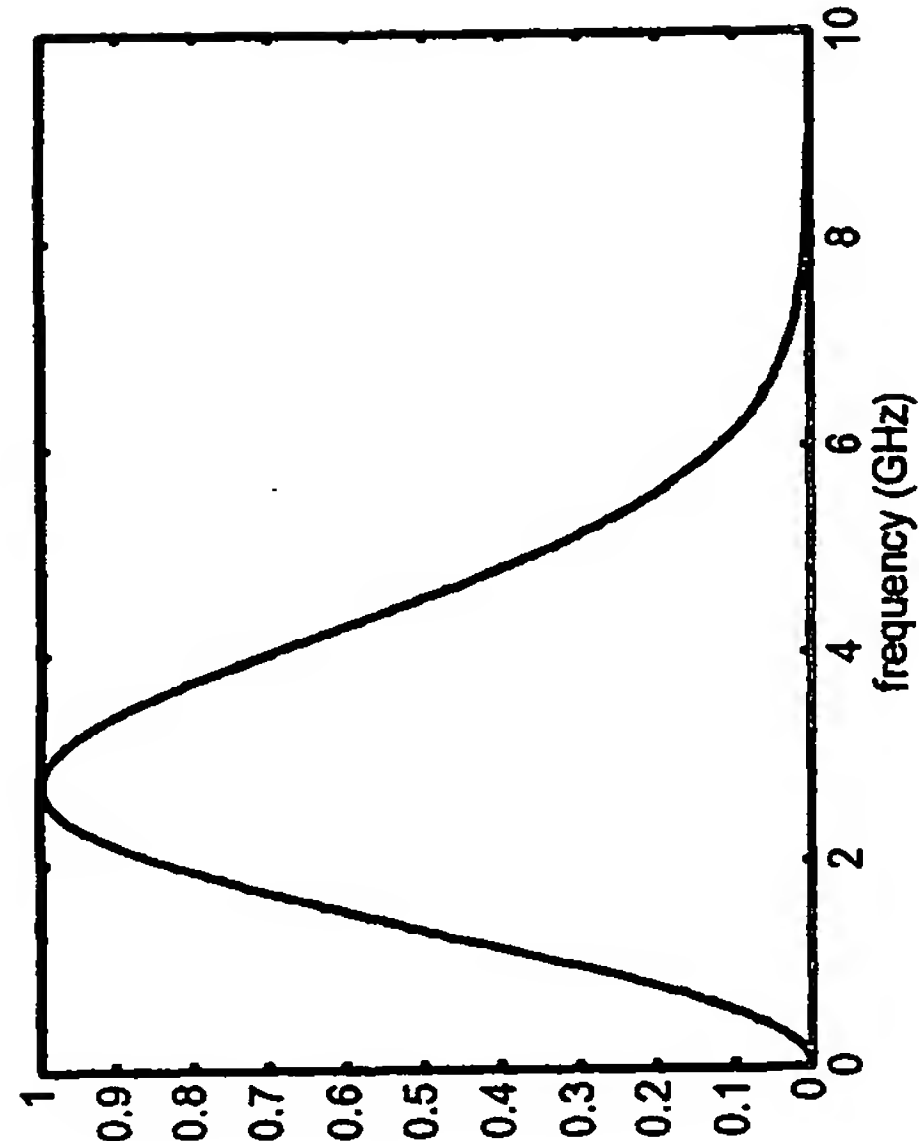


UWB送信機構成  
Fig.86



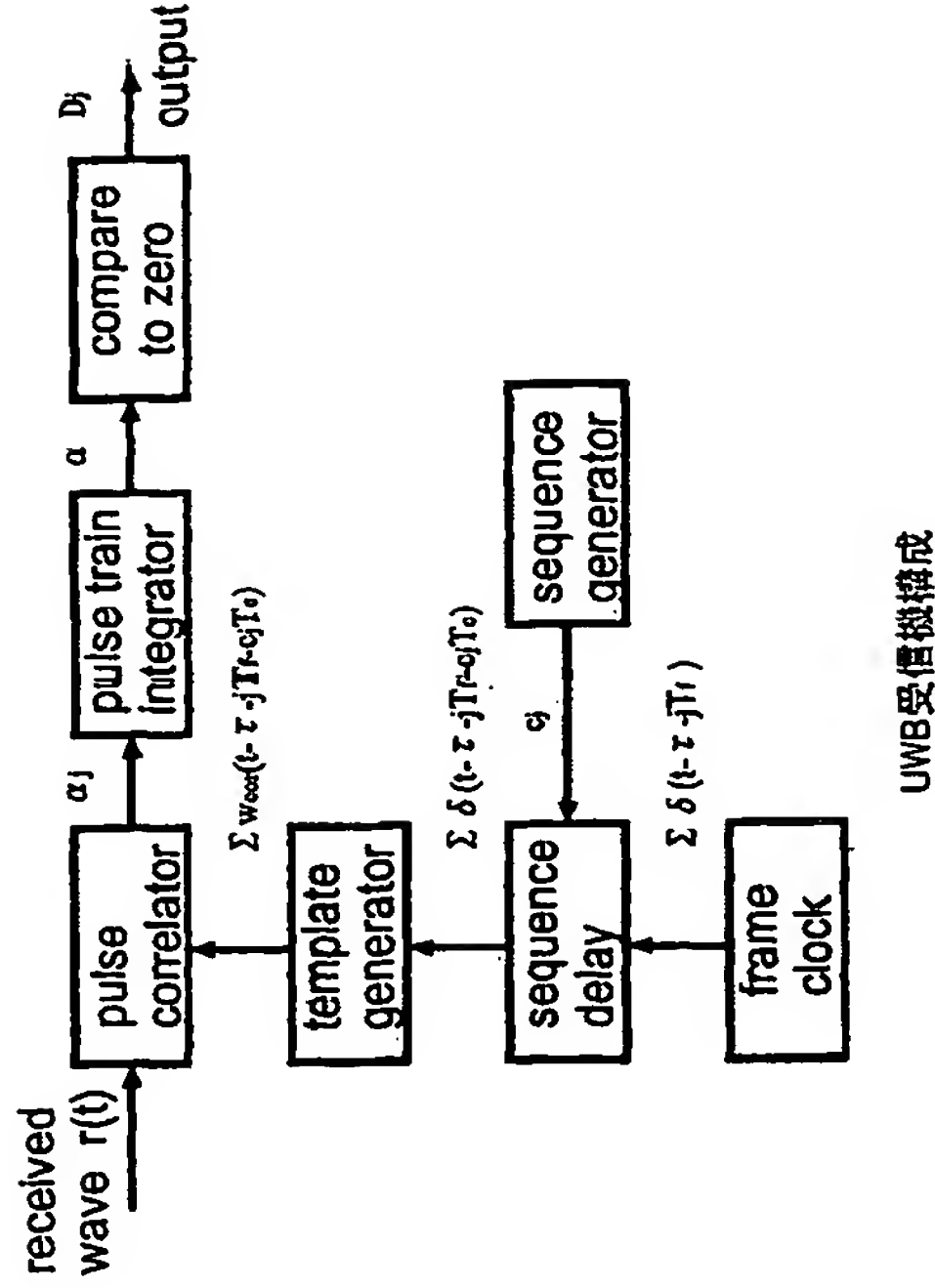
受信波形

Fig.87



受信波形の周波数特性

Fig.88



UWB受信機構成

Fig.89

90/110

91/110

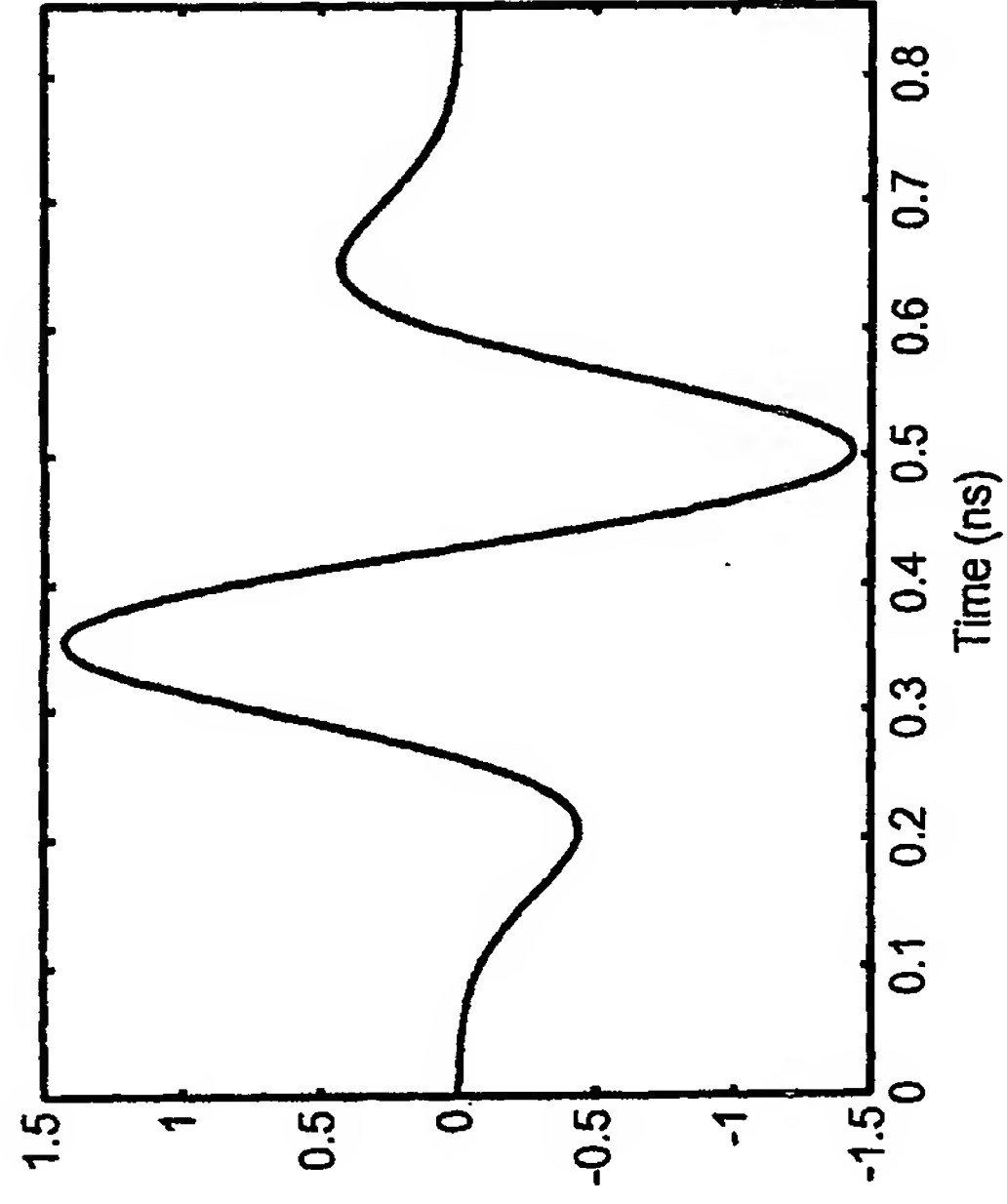


Fig.90

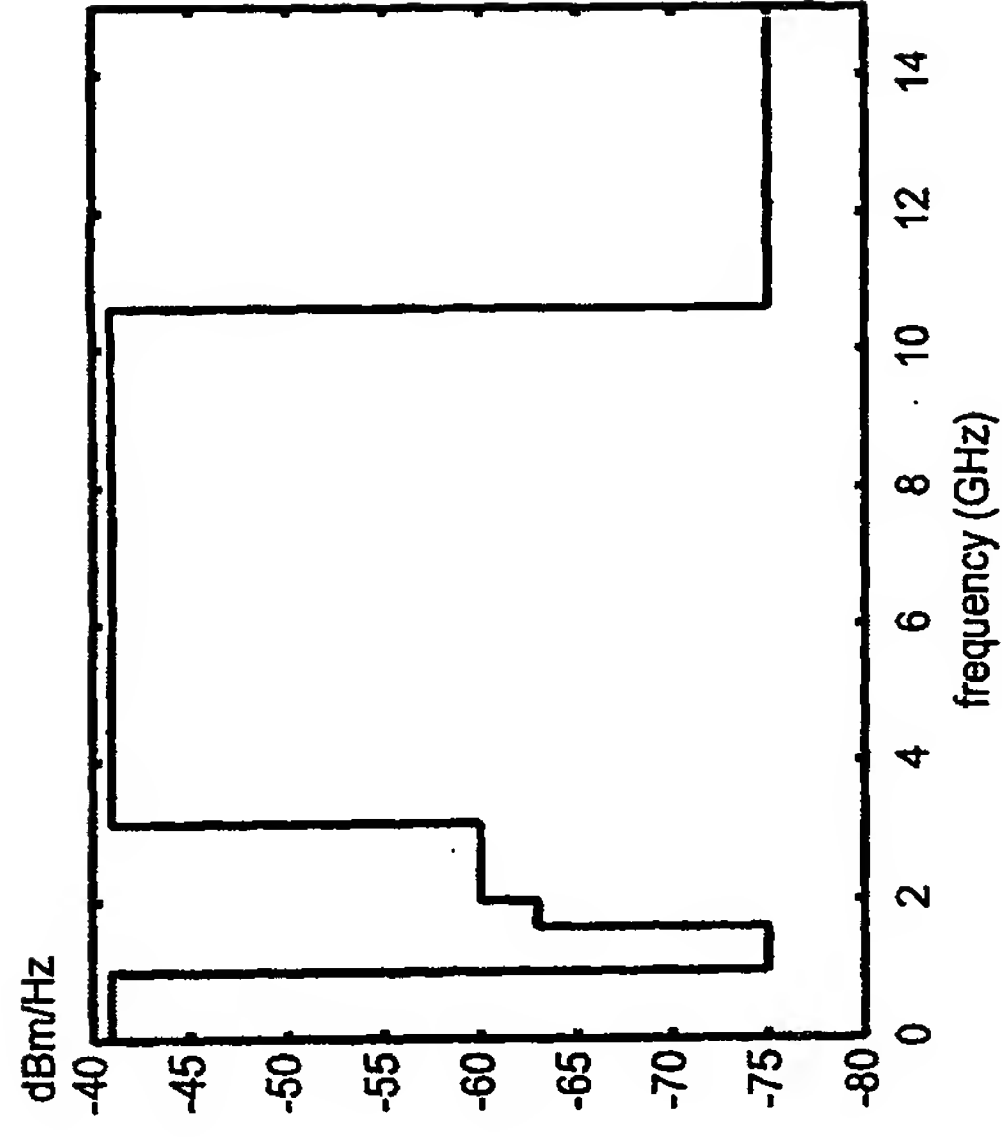
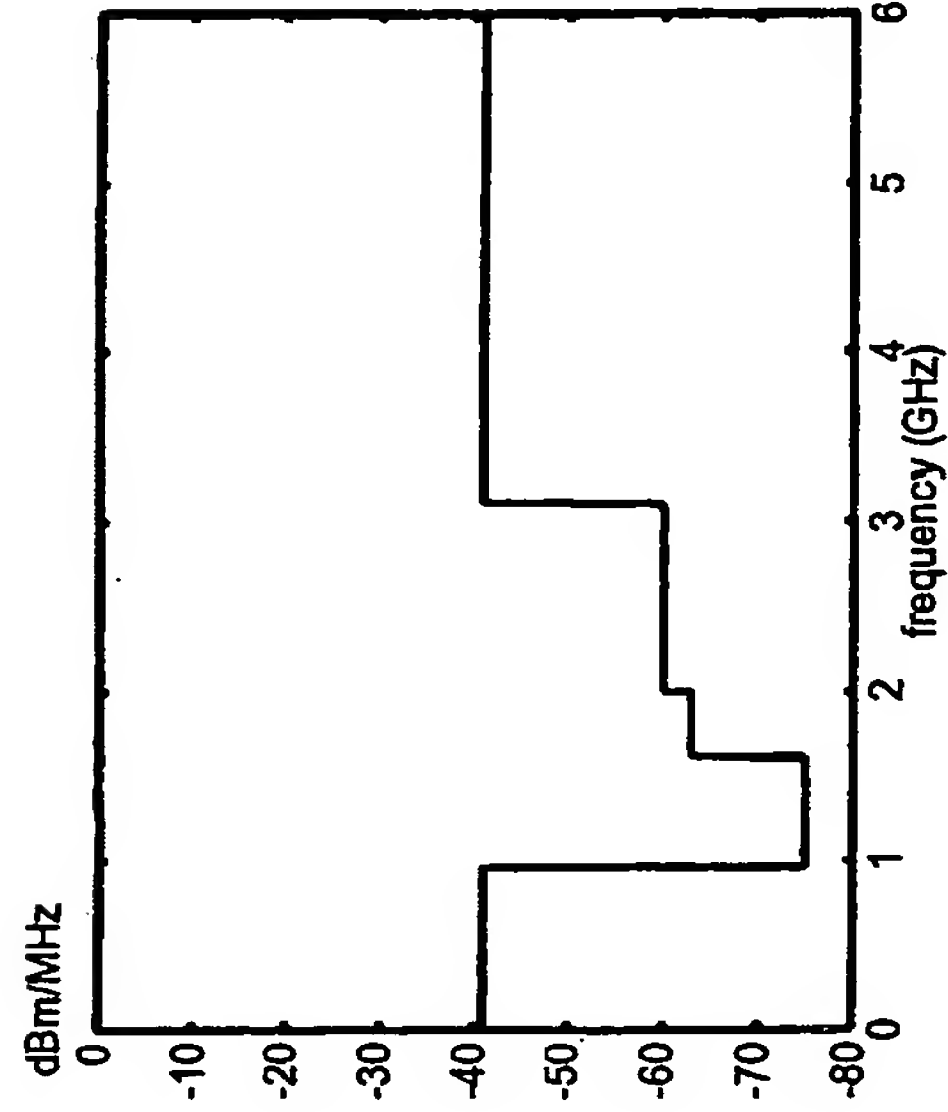
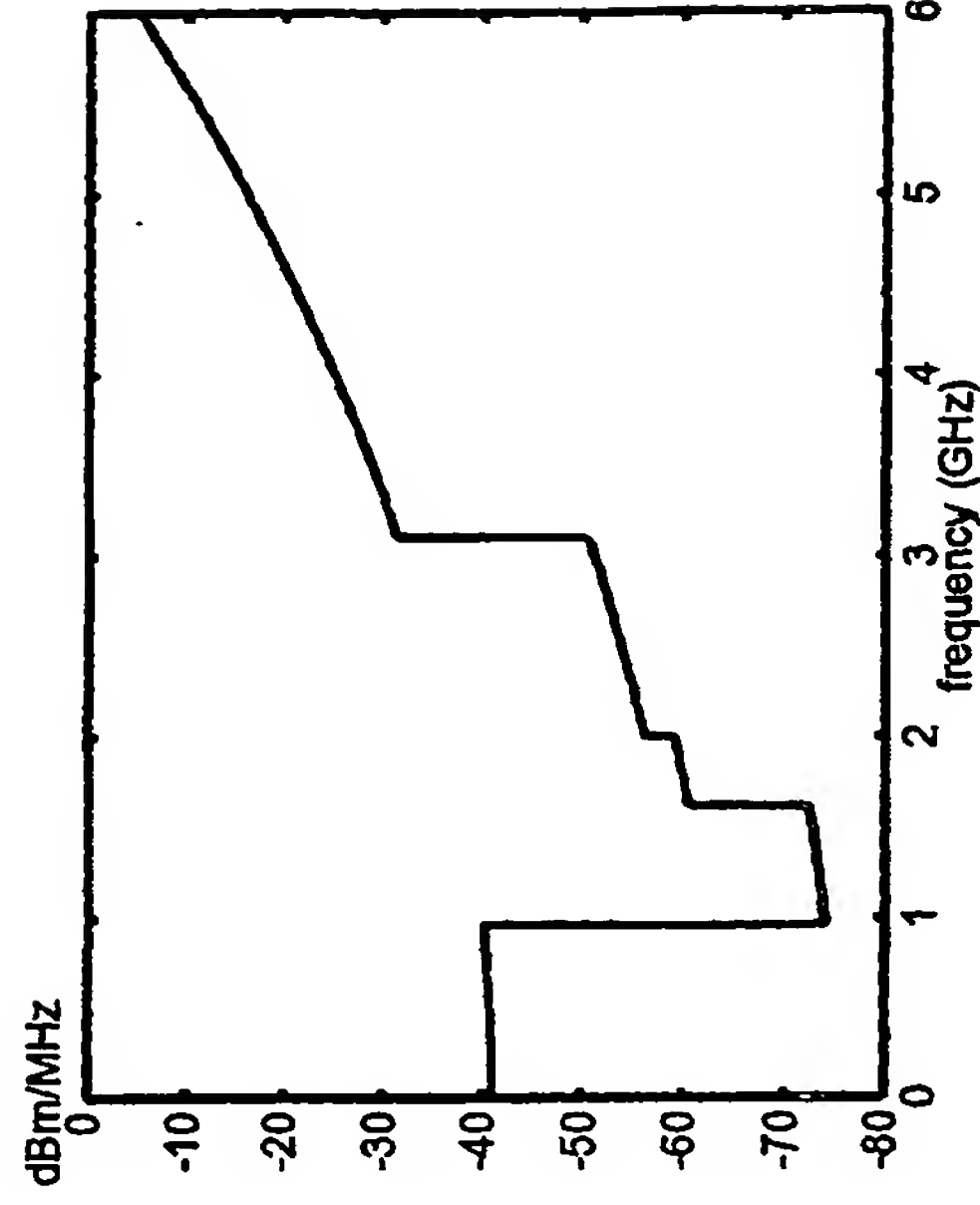


Fig.91



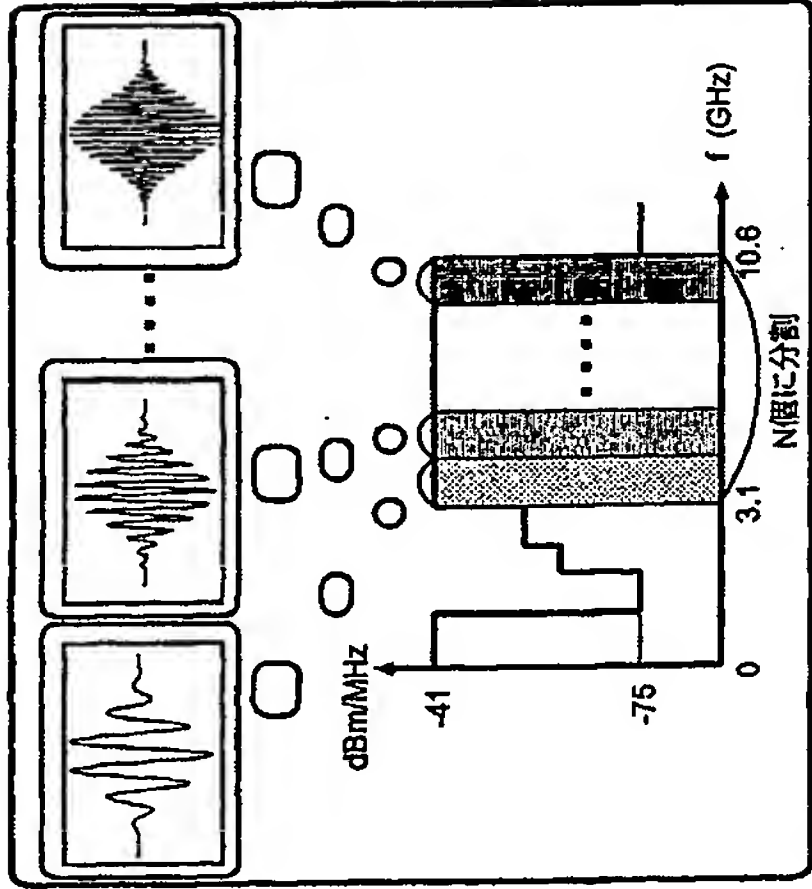
FCCのスペクトルマスク

Fig.92



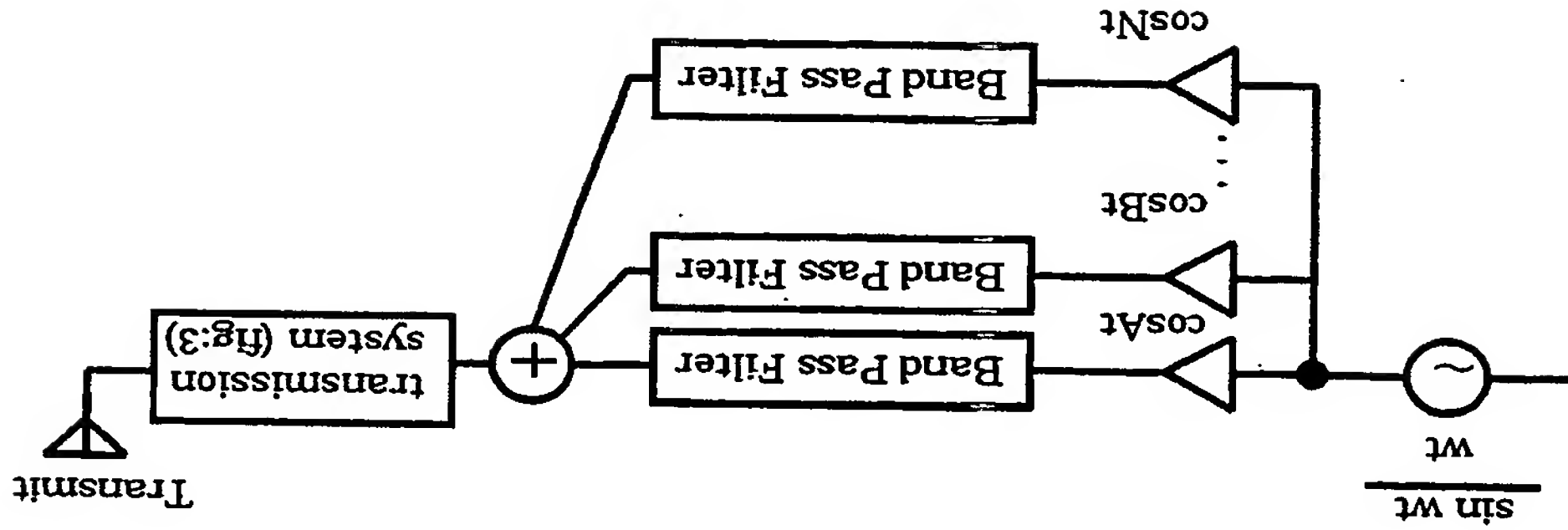
送信波形が図92の場合の受信波形

Fig.83



システム概念図

Fig.94



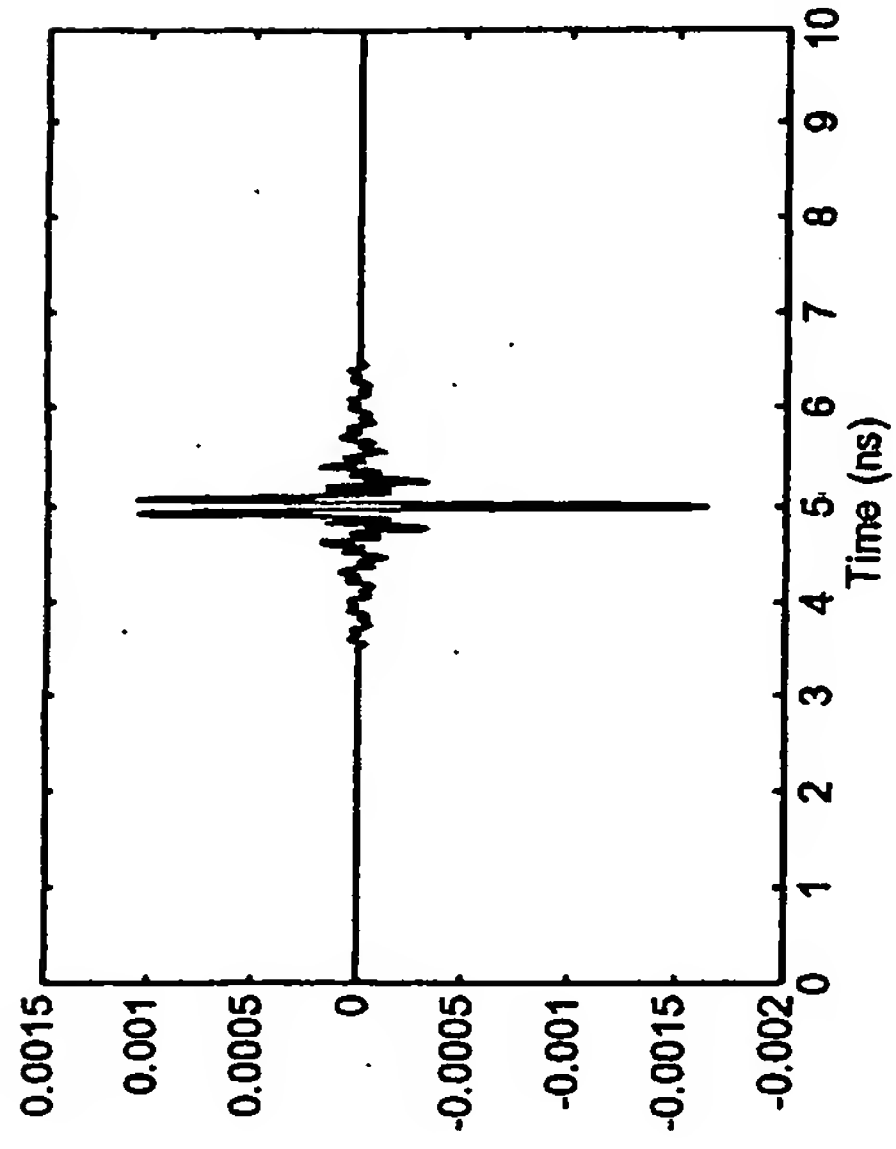
提案方式のパルス発生装置

Fig.95



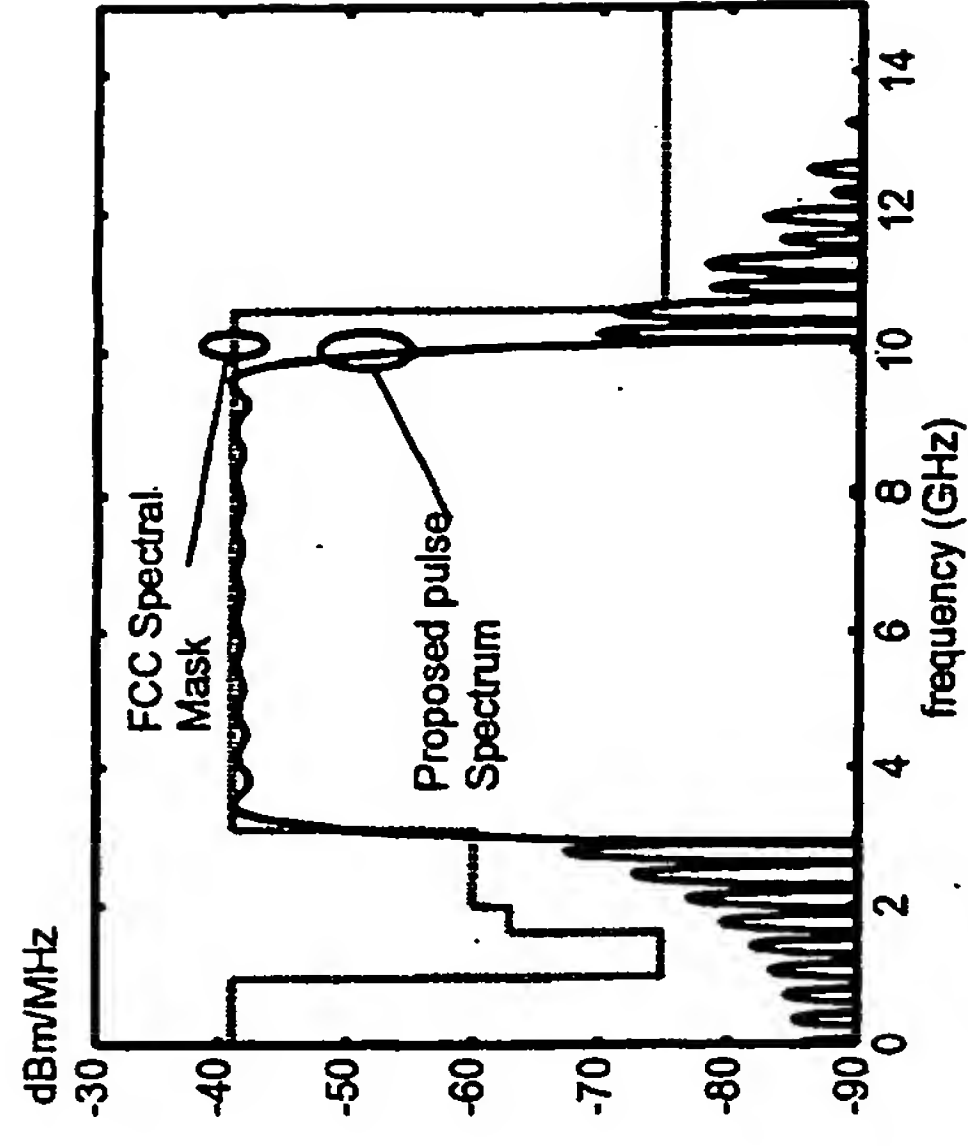
96/110

97/110



提案方式のパルス(幅3ns)

Fig.96

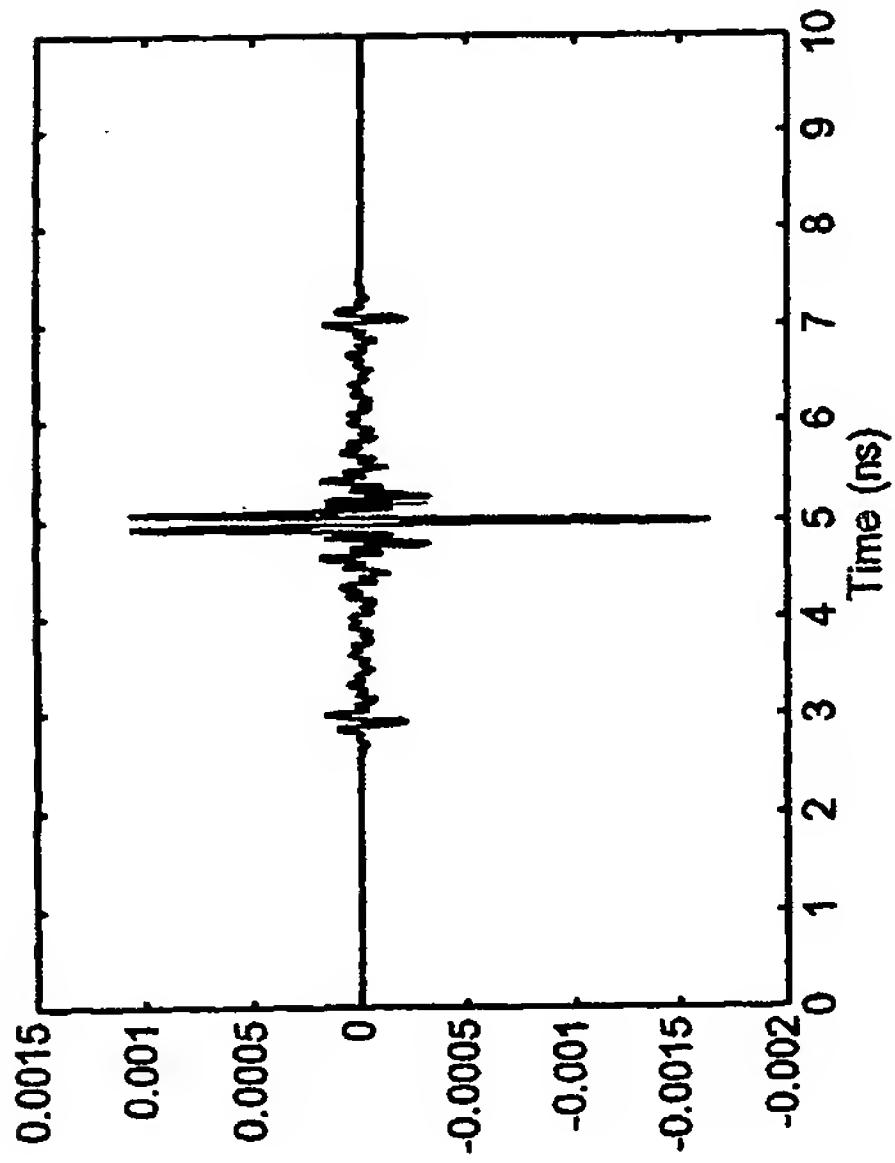


提案方式の周波数特性(幅3ns)

Fig.97

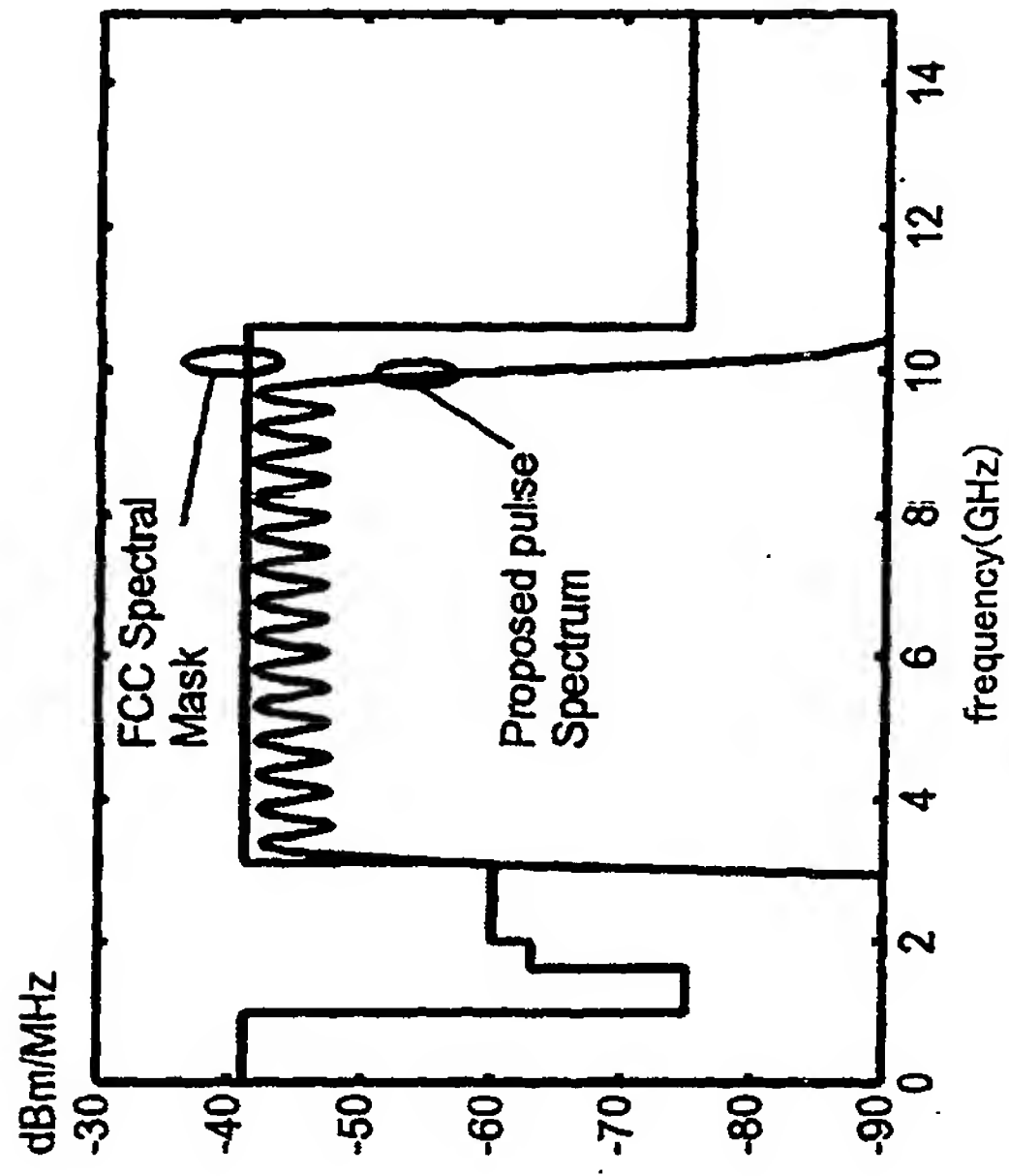
98/110

99/110



提案方式のパルス(幅10ns)

Fig.98



提案方式の周波数特性(幅10ns)

Fig.99

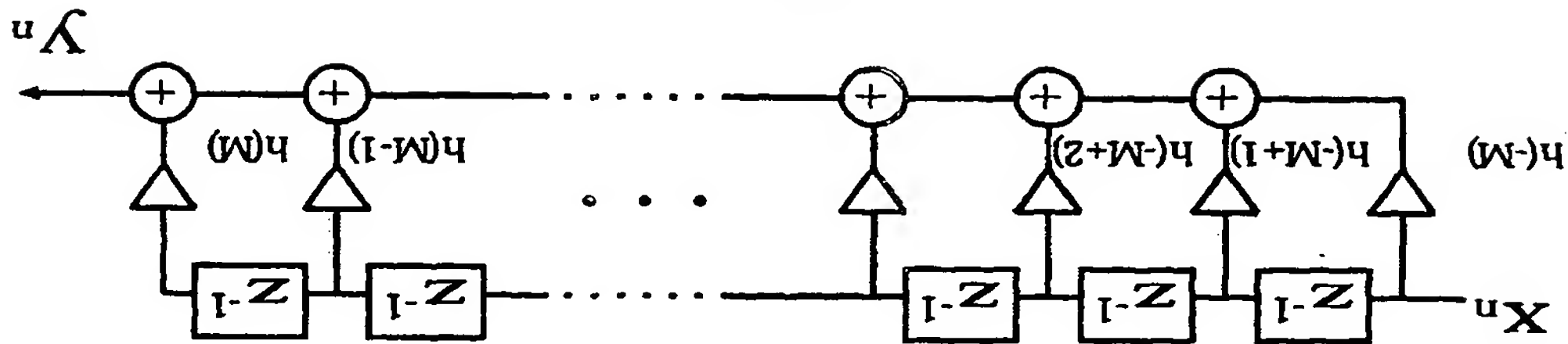
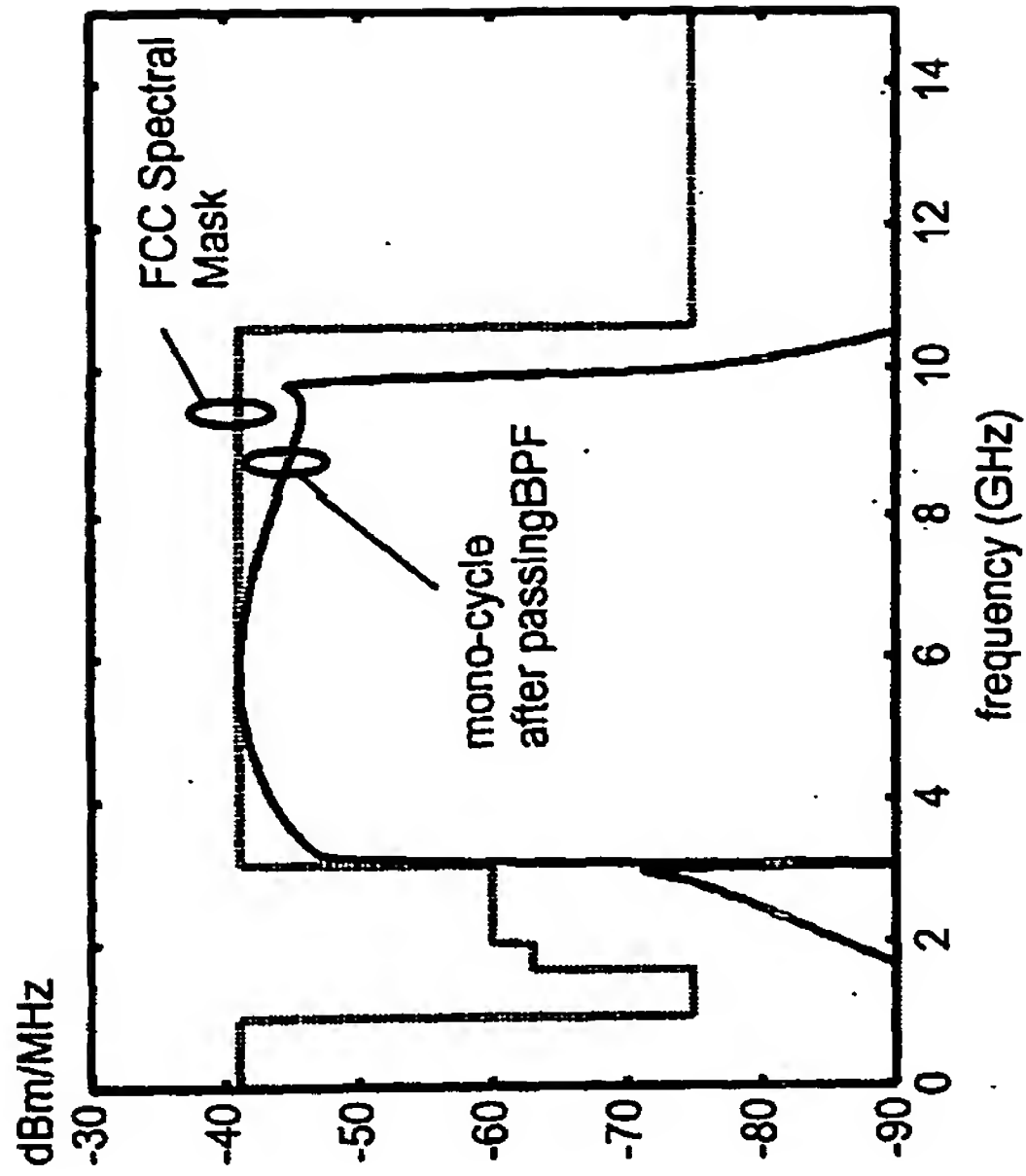
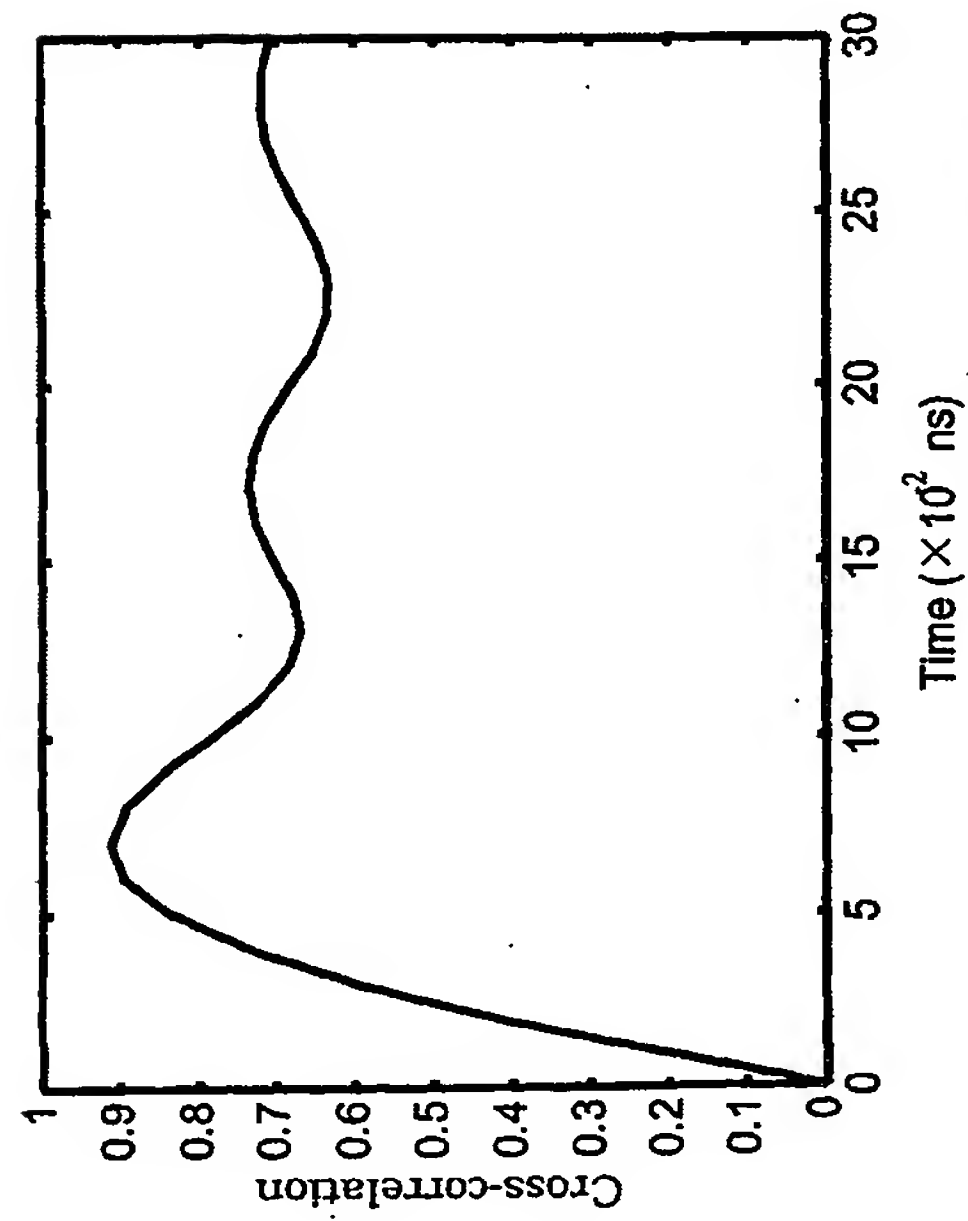


Fig. 100  
BPFの構成



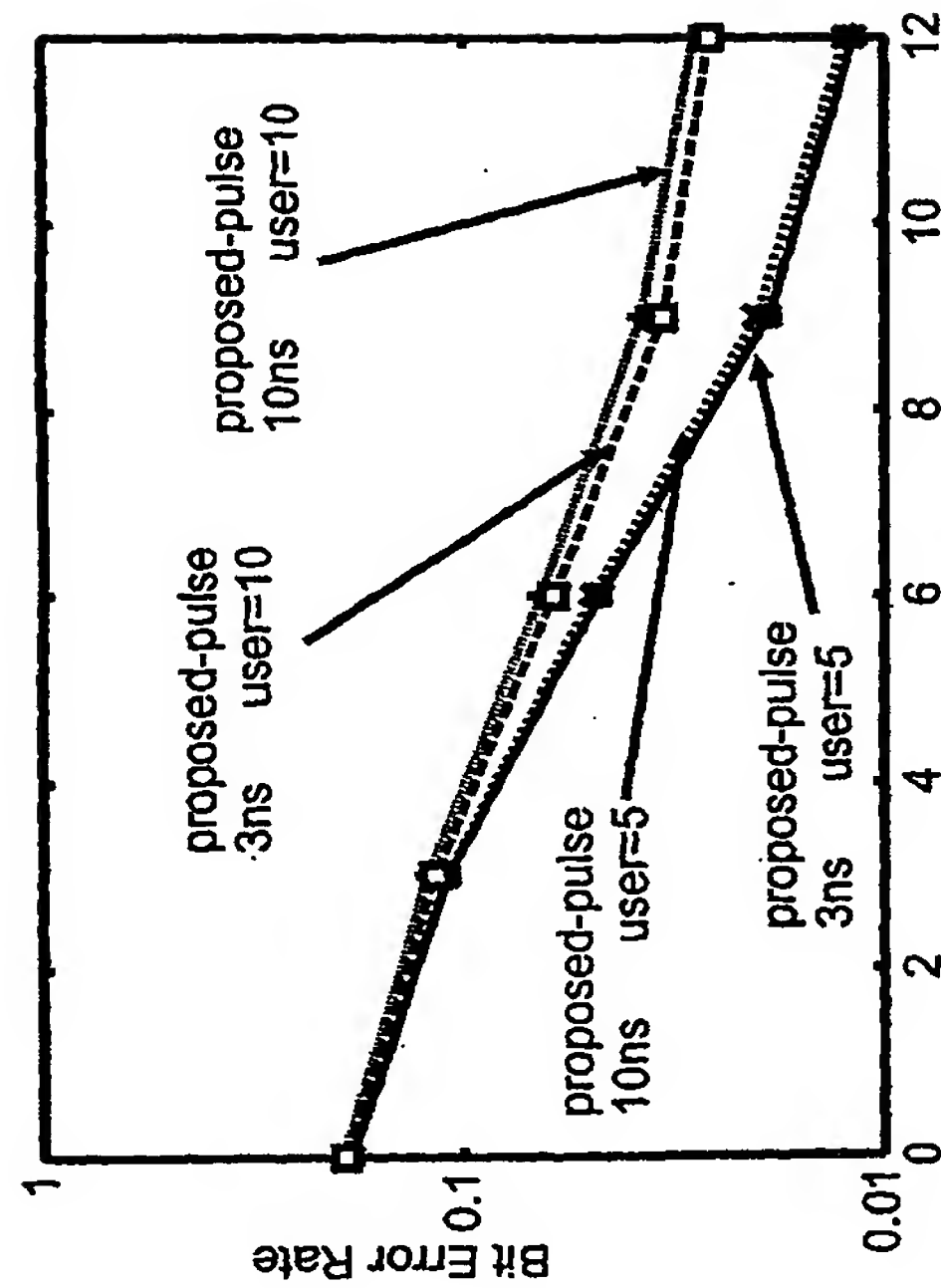
BPF通過後のモノサイクル波形周波数特性

Fig. 101



$\delta$ を変化させた時の受信信号と相関波形の相互相関特性

Fig.102



マルチユーザアクセス時のパルス幅によるBER比較

Fig.103

104/110

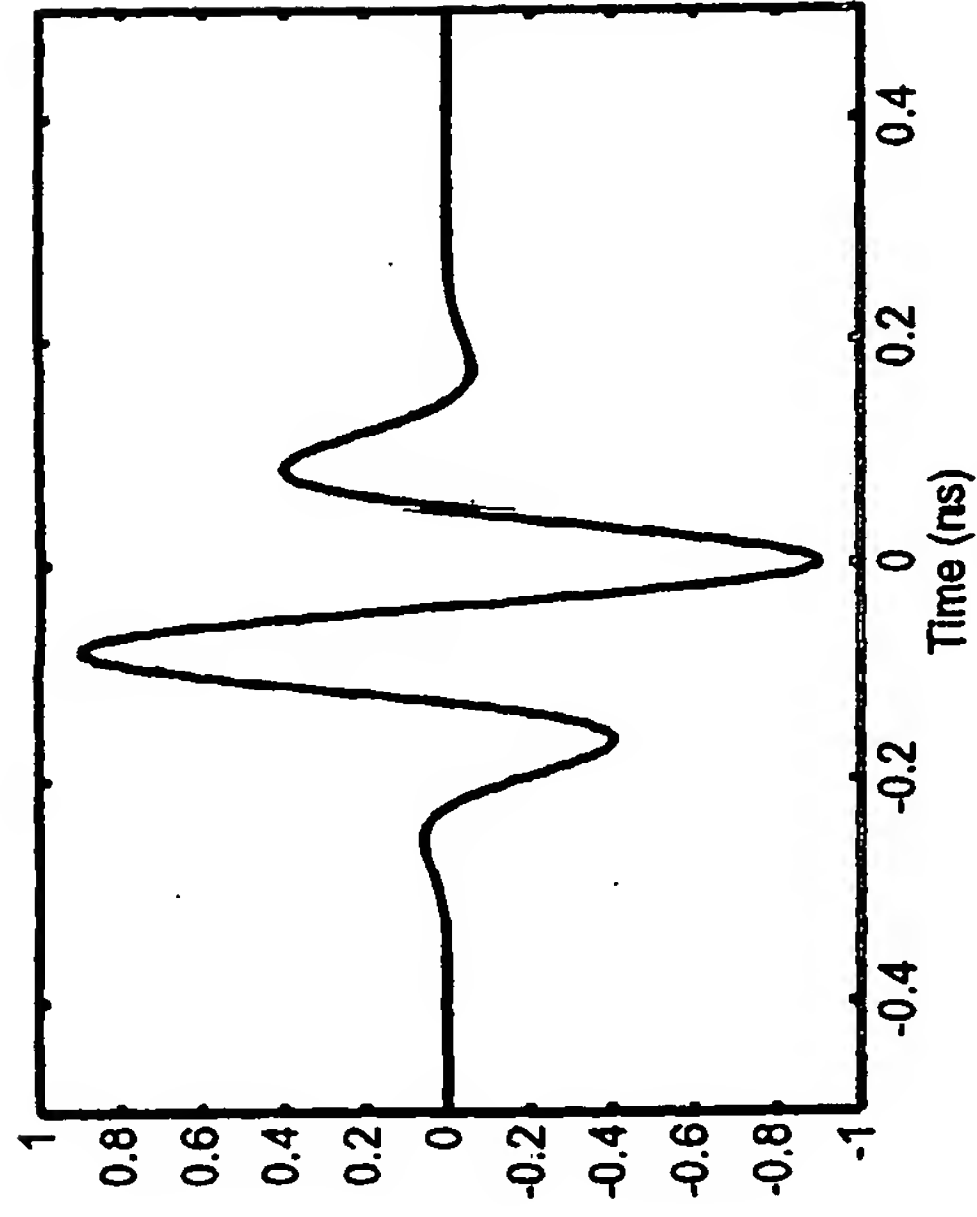


Fig.104

105/110

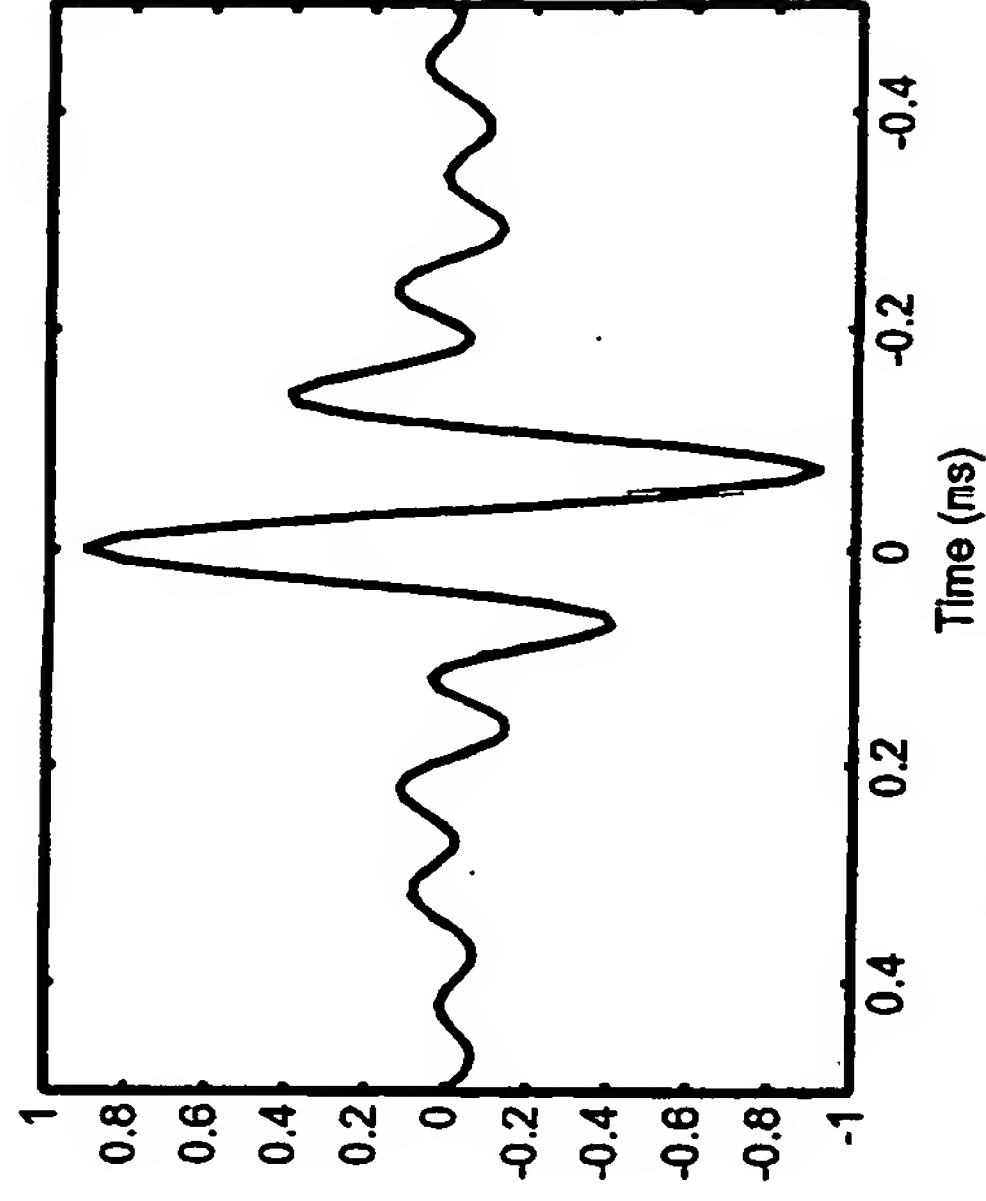
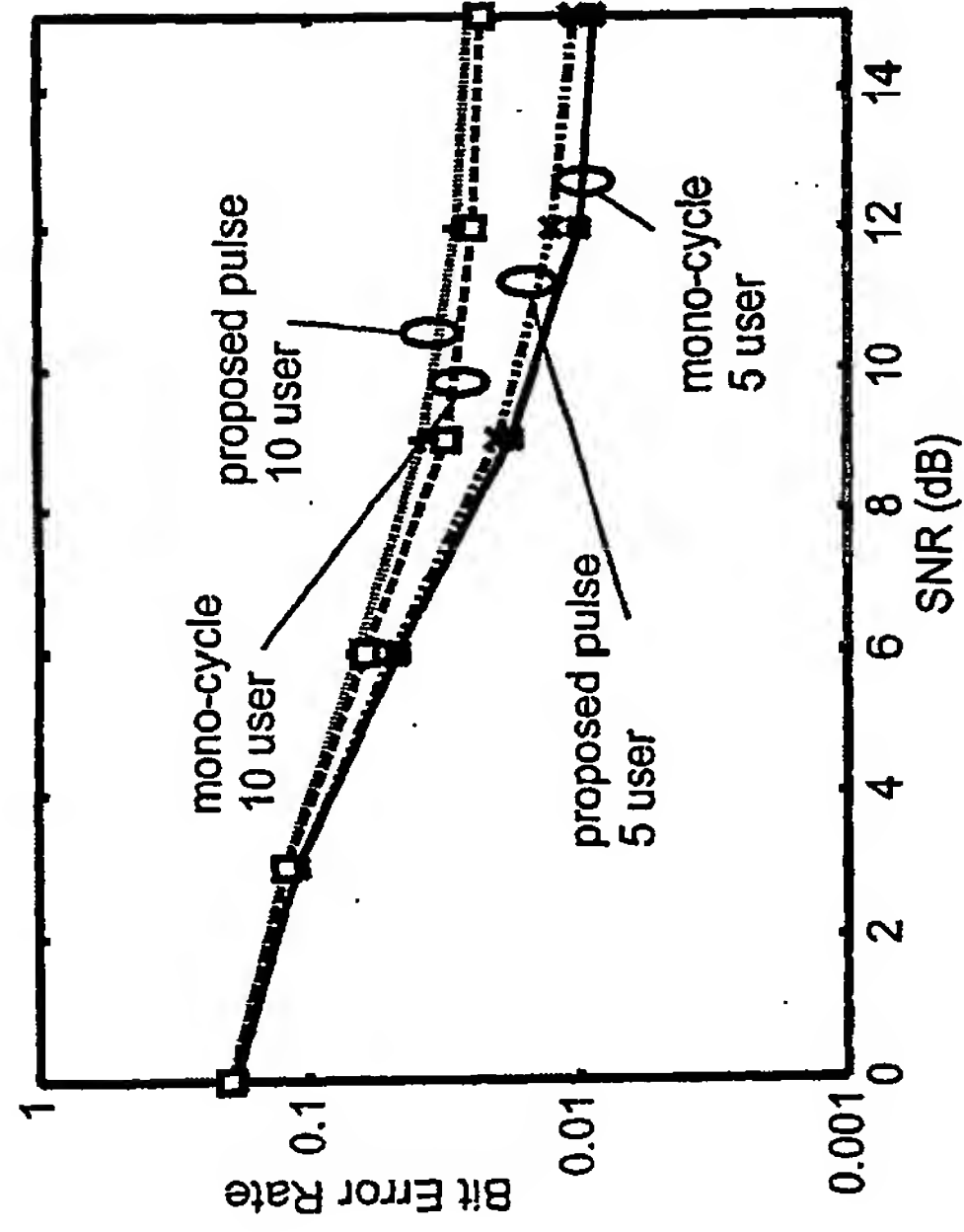
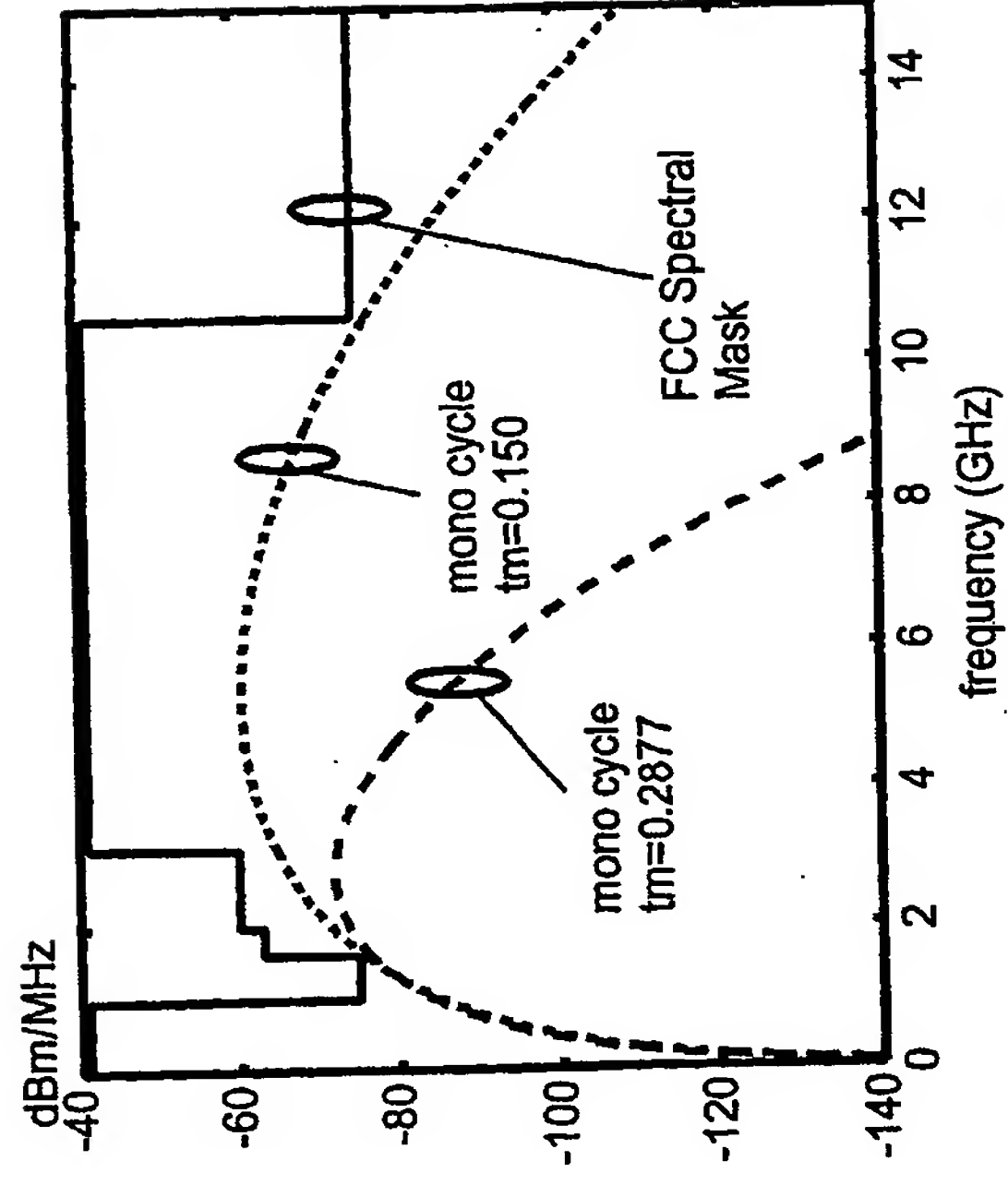


Fig.105



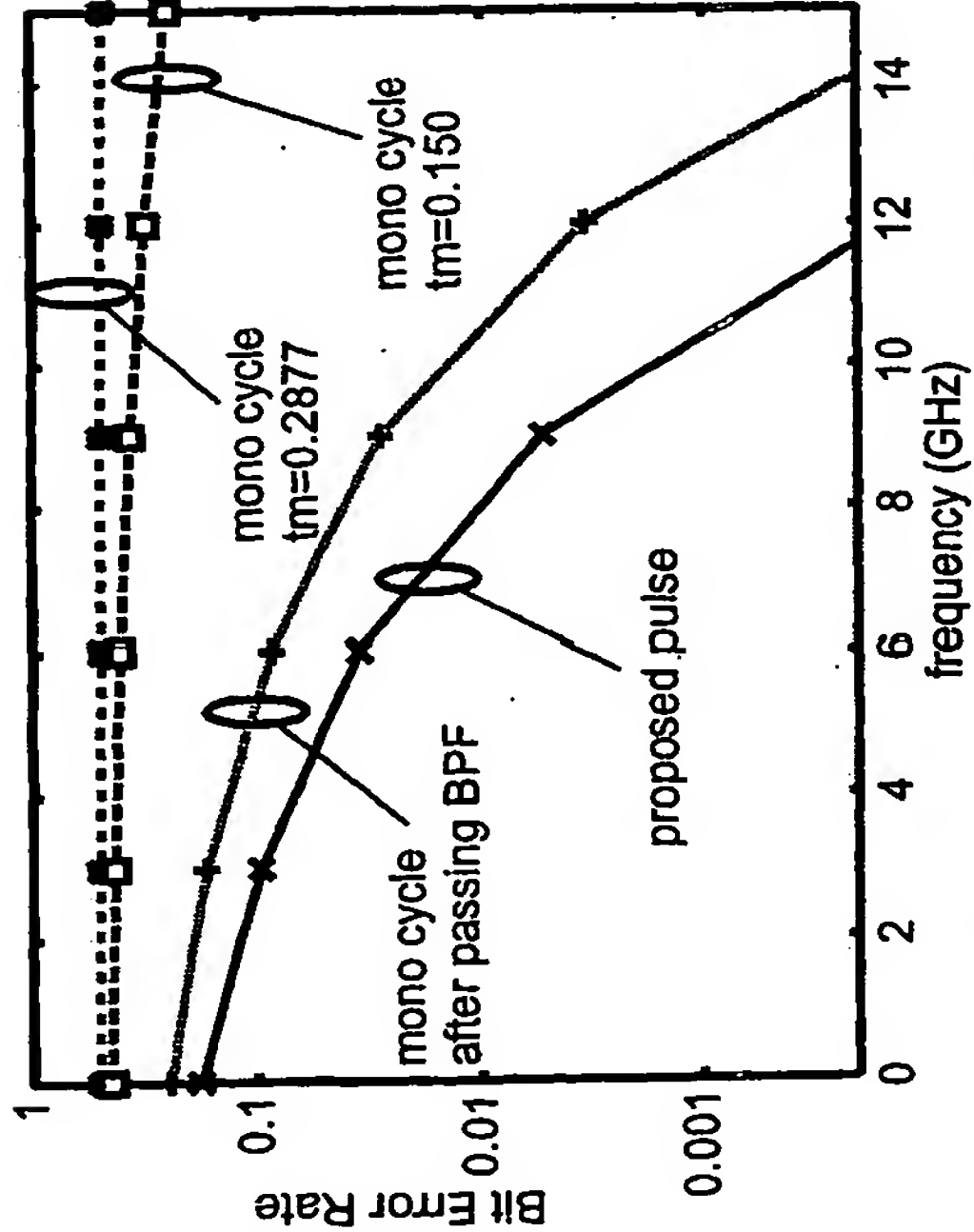
マルチユーザアクセス時の提案方式と従来方式の比較

Fig.106



$t_m$ によるモノサイクル波形の周波数特性比較

Fig.107



UWB電力制限に電力を揃えた提案方式と従来方式の比較

Fig.108

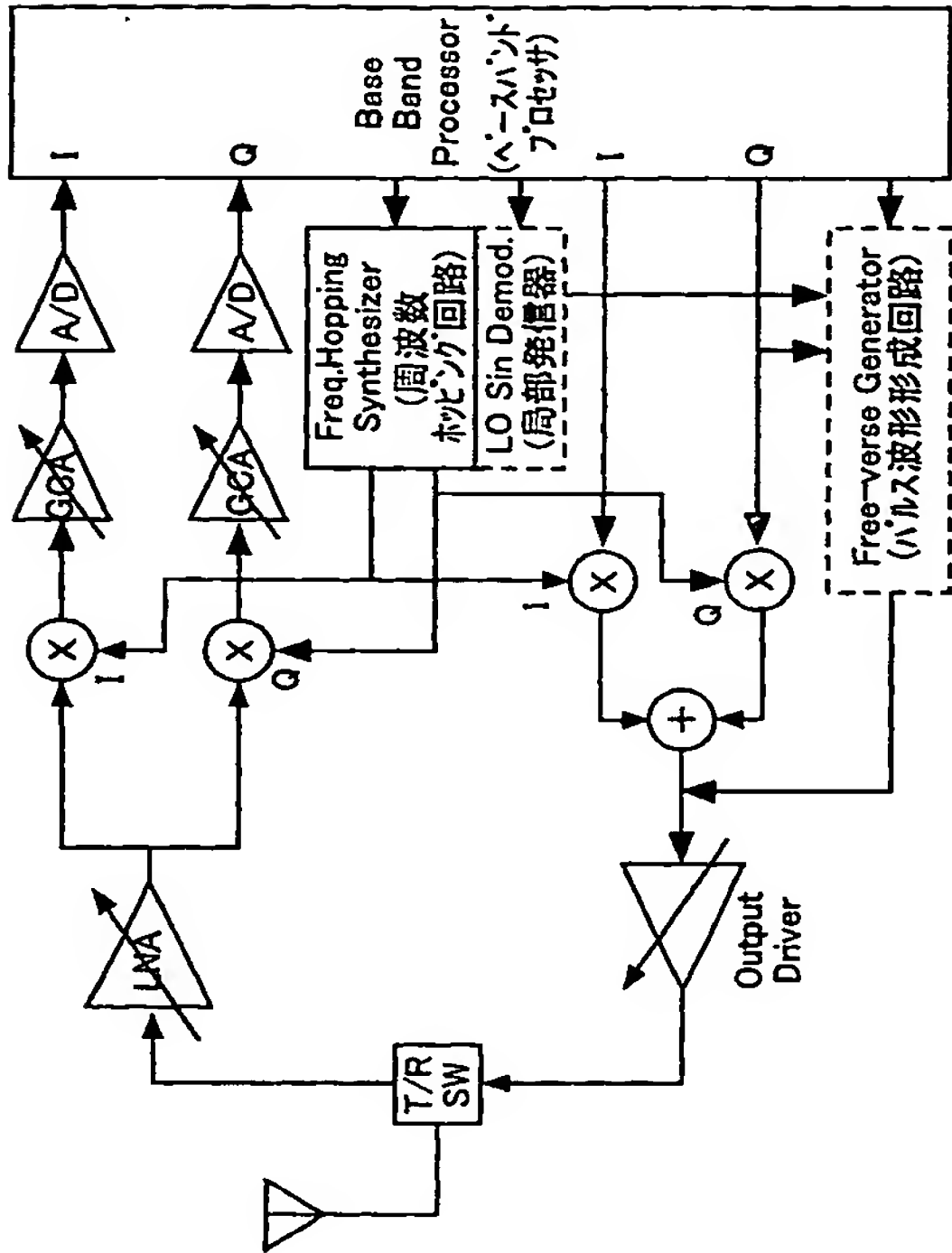


Fig. 109



110/110

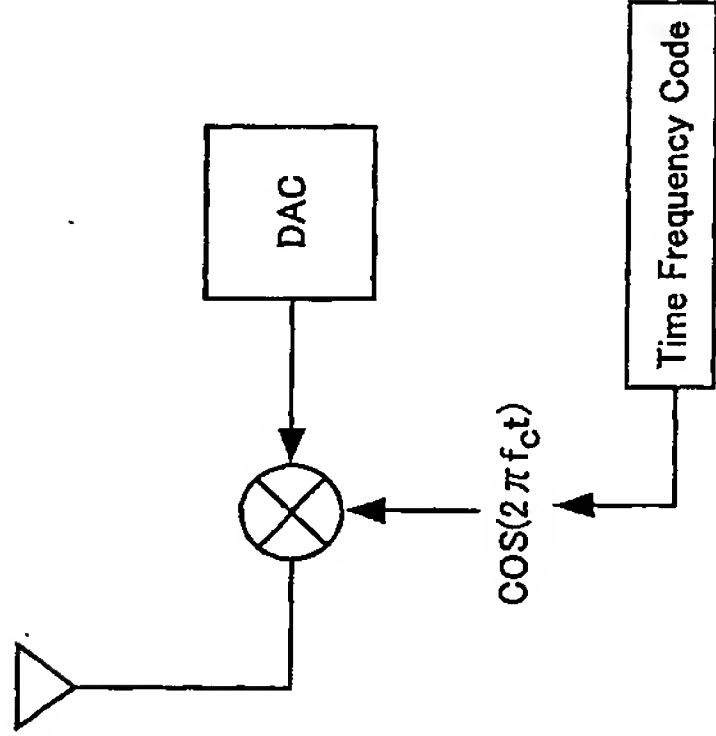


Fig. 110

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No. PCT/JP03/16079		
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl <sup>7</sup> H04L25/49, H04L25/03, H04J13/00		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl <sup>7</sup> H04L25/49, H04L25/03, H04J13/00		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	Kazuki ESHIMA, Fujinobu TAKAHASHI, Yoshihiro HASE, Ryuji KONO, 'UWB to Kizon no Shingo tono Kansho o Teigen suru Tame no Dual Cycle o Mochiita Hoshiki no Ichikento', 2002 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Kiso-Kyokai Society Taikai Koen Ronbunshu, 20 August, 2002 (20.08.02), A-5-10, page 106, full text	5,6
X	Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Omori, Fujinobu Takahashi, Ryuji Kohno "Performance Analysis of Interference between UWB and SS Signals", 2002 IEEE 7th International Symposium on Spread-Spectrum Techniques and Applications, 02 September, 2002 (02.09.02), pages 59 to 63, Figs. 7, 8 and explanations thereof	5,6
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 29 March, 2004 (29.03.04)		Date of mailing of the international search report 13 April, 2004 (13.04.04)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/JP03/16079

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	JP 11-161273 A (Kawai Musical Inst. Mfg. Co., Ltd.), 18 June, 1999 (18.06.99), Figs. 12, 13 and explanations thereof; Fig. 29, and explanation thereof & US 5998723 A & US 6031173 A	5-8 9
X Y	JP 11-161274 A (Kawai Musical Inst. Mfg. Co., Ltd.), 18 June, 1999 (18.06.99), Figs. 12, 13 and explanations thereof; Fig. 29 and explanation thereof & US 5998723 A & US 6031173 A	5-8 9
Y	Iachlan B. Michael, Mohammad Ghavami, Ryuji Kohno "Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses", 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 21 May, 2002 (21.05.02), pages 47 to 51; Figs. 1 to 4 and explanations thereof	9
A	Ryuji KONO, 'Impulse Radio ni yoru Ultra Wideband (UWB) Musen Tsushin no Kiso to Hatten', The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, DSP 2001-80, 31 July, 2001 (31.07.01), pages 77 to 84	1-11
A	JP 10-508725 A (Time Domain Corp.), 25 August, 1998 (25.08.98), Full text & WO 1996/009694 A1 & WO 1996/034462 A1 & WO 1996/041432 A1 & EP 830755 B1 & US 5677927 A	1-11
A	Yoshiyuki TOMIZAWA, Ikuo ARAI, 'Chien Sokanki o Mochita Chirp Shingo Pulse Asshuku Chichu Rader', The Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers B, Vol. J83-B, NO.1, 2000.01, pages 113 to 120	4
A	JP 2003-37638 A (Sony Corp.), 07 February, 2003 (07.02.03), Full text & EP 1280308 A2 & US 2003/0128772 A1	9
A	JP 2003-37639 A (Sony Corp.), 07 February, 2003 (07.02.03), Full text (Family: none)	9

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1998)

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/JP03/16079

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 54-116161 A (Seikosha Co., Ltd.), 10 September, 1979 (10.09.79), Full text (Family: none)	1-11
A	JP 2001-237703 A (Agilent Technologies Inc.), 31 August, 2001 (31.08.01), Full text (Family: none)	1-11

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1998)

国際調査報告

国際出願番号PCT/JPO3/16079

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl<sup>7</sup> H04L25/49, H04L25/03, H04J13/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl<sup>7</sup> H04L25/49, H04L25/03, H04J13/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報

1926-1996年

日本国公開実用新案公報

1971-2004年

日本国実用新案登録公報

1996-2004年

日本国登録実用新案公報

1994-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
X	江島一樹, 高橋富士信, 長谷良裕, 河野隆二 「UWBと既存の信号との干渉を低減するためのデュアルサイクルを用いた方式の一検討」 2002年電子情報通信学会基礎・境界ソサイエティ大会講演論文集, 2002. 08. 20, A-5-10, p.106, 全文を参照	5, 6
X	Kazuki Eshima, Yoshihiro Hase, Shingo Omori, Fujinobu Takahashi, Ryuji Kohno "Performance Analysis of Interference between UWB and SS Signals" 2002 IEEE 7th International Symposium on Spread-Spectrum Techniques and Applications, 2002. 09. 02, p.59-63, 第7図及び第8図とそれらの説明	5, 6

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。 ☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリ

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

国際調査を完了した日

29. 03. 2004

国際調査報告の発日

13. 4. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

阿部 弘

5K 9382

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

様式PCT/ISA/210 (第2ページ) (1998年7月)

国際調査報告

国際出願番号PCT/JPO3/16079

C (続き)

関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
X	JP 11-161273 A (株式会社河合楽器製作所) 1999. 06. 18, 第12図、第13図とそれらの説明、及び第29図とその説明	5-8
Y	&US 5998723 A &US 6031173 A	9
X	JP 11-161274 A (株式会社河合楽器製作所) 1999. 06. 18, 第12図、第13図とそれらの説明、及び第29図とその説明	5-8
Y	&US 5998723 A &US 6031173 A	9
Y	Lachlan B. Michael, Mohammad Ghavami, Ryuji Kohno "Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermit e Polynomial Based Orthogonal Pulses" 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002. 05. 21, p.47-51, 第1図乃至第4図とそれらの説明	9
A	河野隆二 「Impulse Radio による Ultra Wideband (UWB) 無線通信の基礎と発展」 電子情報通信学会技術研究報告 DSP 2001-80, 2001. 07. 31, p77-84	1-11
A	JP 10-508725 A (タイム ドメイン コーポレイション) 1998. 08. 25, 全文を参照	1-11
	&WO 1996/009694 A1 &WO 1996/034462 A1 &WO 1996/041432 A1 &EP 830755 B1 &US 5677927 A	
A	富沢良行, 荒井郁男 「遅延相関器を用いたチャープ信号パルス圧縮地中レーダ」 電子情報通信学会論文誌B, Vol. J83-B, No.1, 2000. 01, p.113-120	4
A	JP 2003-37638 A (ソニー株式会社) 2003. 02. 07, 全文を参照	9
	&EP 1280308 A2	
	&US 2003/0128772 A1	
A	JP 2003-37639 A (ソニー株式会社) 2003. 02. 07, 全文を参照 (ファミリーなし)	9
A	JP 54-116161 A (株式会社精工舎) 1979. 09. 10, 全文を参照 (ファミリーなし)	1-11
A	JP 2001-237703 A (アジレント・テクノロジー株式会社) 2001. 08. 31, 全文を参照, (ファミリーなし)	1-11

様式PCT/ISA/210 (第2ページの続き) (1998年7月)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**